

Universidad Politécnica de Madrid

E.U.I.T. de Telecomunicación



Proyecto Fin de Carrera:

**Simulación, construcción y medida de
un sistema de telealimentación
eficiente**

Autor: Armando Leante Sanabria

Tutor: Vicente González Posadas

17 de septiembre de 2014

*<Dos caminos se bifurcaron en el bosque, y yo.. tomé el menos transitado de los dos. Esto
marcó toda la diferencia>*
<Robert Lee Frost>

Agradecimientos

A María José Leante a mis padres y mi hermano, por su apoyo incondicional.

Los sistemas de telealimentación han tomado gran importancia en diferentes campos, incluido el de las telecomunicaciones, algunos ejemplos pueden ser:

En la red conmutada telefónica junto con la señal de información y llamada existe una alimentación de 48v que se transmite a través de toda la línea de transmisión hasta los terminales.

En algunos ferrocarriles eléctricos, se aprovecha la producción de energía eléctrica cuando un tren baja una cuesta y el motor funciona como generador, devolviendo la energía excedente a la propia catenaria por medio de superposición, y siendo esta recuperada en otro lugar y aprovechada por ejemplo por otro tren que requiere energía.

Otro uso en ferrocarriles de la telealimentación es la llamada "tecnología del transpondedor magnético", en la que el tren transmite a las balizas una señal en 27MHz además de otras de información propias, que se convierte en energía útil para estas balizas.

En este proyecto pretendemos implementar un pequeño ejemplo de sistema de telealimentación trabajando en 5 MHz (RF). Este sistema transforma una señal de CC en una señal de potencia de CA que podría ser, por ejemplo, transmitida a lo largo de una línea de transmisión o radiada por medio de una antena. Después, en el extremo receptor, esta señal RF se transforma finalmente en DC.

El objetivo es lograr el mejor rendimiento de conversión de energía, DC a AC y AC a DC.

El sistema se divide en dos partes: El inversor, que es la cadena de conversión DC-AC y el rectificador, que es la cadena de conversión AC-DC. Cada parte va a ser calculada, simulada, implementada físicamente y medida aparte. Finalmente el sistema de telealimentación completo se va a medir mediante la interconexión de cada parte por medio de un adaptador o una línea de transmisión. Por último, se mostrarán los resultados obtenidos.

Remote powering systems have become very important in different fields, including telecommunications, some examples include:

In the switched telephone network with the information signal and call there is a 48v supply that is transmitted across the transmission line to the terminals.

In some electric railways, the production of electrical energy is used when a train is coming down a hill and the motor acts as a generator, returning the surplus energy to the catenary itself by overlapping, and this being recovered elsewhere and used by other train.

Home TV amplifiers that are located in places (storage, remote locations ..) where there is no outlet, remote power allows to carry information and power signal by the same physical medium, for instance a coax. The AC power signal is transformed into DC at the end to feed the amplifier.

In medicine, photovoltaic converters and fiber optics can be used as means for feeding devices implanted in patients.

Another use of the remote powering systems on railways is the "magnetic transponder technology", in which the station transmits a beacon signal at 27MHz own as well as other information, which is converted into useful energy to these beacons.

In this Project we are pretending to implement a little example of remote powering system working in 5 MHz (RF). This system transform DC into an AC-RF power signal which could be, for instance, transmitted throughout a transmission line or radiated by means of an aerial. At the receiving end, this RF signal is then transformed to DC.

The objective is to achieve the best power conversion performance, DC to AC and AC to DC.

The system is divided in two parts: The inverter, that is the DC-AC conversion chain and the rectifier that is the AC-DC conversion chain. Each part is going to be calculated, simulated, implemented physically and measured apart. Then the complete remote-powering system is to be measured by interconnecting each part by means of a interconnector or a transmission line. Finally, obtained results will be shown.

Índice general

1	Introducción.....	12
1.1	Sistemas de alta eficiencia energética	12
1.2	Telealimentación.....	13
2	Amplificadores/osciladores de potencia-inversores de eficiencia media.....	16
2.1	Principales tipos de amplificadores no lineales como fuentes de corriente controlada.....	16
3	Amplificadores/osciladores de potencia conmutados - Inversores de alta eficiencia	20
3.1	Amplificador clase D	20
3.2	Amplificador clase E	26
3.3	Amplificador clase F y F ⁻¹	31
4	Convertidor DC/DC	40
4.1	Principio de dualidad	40
4.2	Convertidor E ²	40
4.3	Rectificador clase F	46
4.4	Rectificadores clase E inverso y F inverso	47
5	Sistema propuesto.....	50
5.1	Amplificador/inversor	50
5.2	Rectificadores propuestos	52
6	Simulación construcción y medidas obtenidas.....	58
6.1	Simulación del inversor clase E.....	58
6.2	Simulación del rectificador	64
6.3	Construcción de las placas	76
6.4	Medida de las placas.....	80
6.5	Oscilador/generador de señal de entrada.....	89
7	Conclusión	94
7.1	Objetivos y resultados	94
7.2	Posibles mejoras.....	94
8	Presupuesto.....	96
A	Glosario de términos	100
B	Bibliografía.....	100

Índice de figuras

Figura 1.2a: Ejemplo de sistema de telealimentación con diferentes canales de transmisión.....	14
Figura 2.1.1a: Clase B single ended.	17
Figura 2.1.2a: Clase B push-pull.....	19
Figura 2.1.3a: Clase C.	19
Figura 3.1a: Formas de tensión y corriente de ambos tipos de amplificador.....	21
Figura 3.1.1a: Clase D conmutación de tensión acoplado por transformador.	22
Figura 3.1.1b: Clase D conmutación de tensión, tensiones y corrientes.....	23
Figura 3.1.2a: Clase D conmutación de corriente acoplado por transformador.	24
Figura 3.1.2b: Clase D conmutación de corrientes, tensiones y corrientes.	25
Figura 3.2a: Circuito clase E clásico.....	27
Figura 3.2b: Respuesta del circuito de carga.....	27
Figura 3.3.1a: Distintas formas de onda de corriente del PA.	33
Figura 3.3.1b: Relación de potencias de entrada calculadas para la operación adecuada clase F y F^{-1}	35
Figura 3.3.1c: Potencia necesaria de sobreexcitación de acuerdo con el ángulo de conducción.	36
Figura 3.3.1d. Potencia en función del ángulo de conducción.	37
Figura 3.3.1e. Eficiencia en función del ángulo de conducción.....	38
Figura 4.2.2a: Rectificador con diodo en derivación o con interruptor controlado.	42
Figura 4.2.2b: Gráfica ejemplo de síntesis para el rectificador.	45
Figura 4.4.1a: Formas de onda del diodo sin terminaciones armónicas adicionales.	48
Figuras 4.4.1b,c: Formas de onda del diodo con terminaciones armónicas, clase F (b) y E inverso (c).	49
Figuras 4.4.1d,e: Formas de onda del diodo con terminaciones, clase E (d) y F inverso (e).....	49
Figura 5.1a Inversor clase E propuesto.....	50
Figura 5.1b Driver del mosfet propuesto.....	52
Figura 5.2a Esquema del sistema rectificador a diodo.	52
Figura 5.2.2a Rectificador propuesto.....	53
Figura 5.2.2b Diagrama general de un mezclador a conmutación.	54
Figura 5.2.2c Representación de las señales $\cos(\omega_{OLT})$ y $\text{sign}[\cos(\omega_{OLT})]$	55
Figura 6.1a: Inversor clase E ideal.	59
Figura 6.1b: Formas de onda en drenador del inversor ideal.....	60
Figura 6.1c: Espectro de potencia y PAE del inversor ideal.	60
Figura 6.1d: Esquema ideal con valores ajustados.....	61
Figura 6.1e: Forma de onda tras los ajustes.....	61
Figura 6.1f: Espectro de potencia y PAE del inversor ideal ajustado.....	62
Figura 6.1g: Esquema del inversor real.....	63
Figura 6.1h: Comparación de las formas de onda de ambos modelos.....	63

Figura 6.1i: Espectro de potencia y PAE del inversor real ajustado.	64
Figura 6.2.1a: Esquema básico del rectificador y formas de onda.	65
Figura 6.2.1b: Rectificador con el tuner para hacer el load pull de la entrada (source pull).	66
Figura 6.2.1c: Impedancia óptima.	66
Figura 6.2.1d: Potencia de salida.	67
Figura 6.2.1e: Voltajes del diodo (azul) y en la carga (rosa).	67
Figura 6.2.1f: Sistema completo.	68
Figura 6.2.1g: Voltajes del diodo (verde) y en la carga (negro) en el sistema completo.	69
Figura 6.2.2a: Rectificador con los “tuners” para realizar el “load pull”.	70
Figura 6.2.2b: Load pull para f_0 (5MHz).	70
Figura 6.2.2c: Load pull para $2f_0$ (10MHz).	71
Figura 6.2.2d: Load pull para $3f_0$ (15MHz).	71
Figura 6.2.2e: Z óptima salida a f_0 (5MHz).	72
Figura 6.2.2f: Z óptima entrada a f_0 (5MHz).	72
Figura 6.2.2g: Rectificador con las trampas armónicas.	73
Figura 6.2.2h: Potencia en el puerto de continua.	73
Figura 6.2.2i: Rectificador real.	74
Figura 6.2.2j: Red desfasadora en T.	74
Figura 6.2.2k: Simulación de la red desfasadora.	75
Figura 6.2.2l: Tensiones de salida DC (azul y rojo) y de drenador (verde y marrón).	75
Figura 6.2.2m: Corrientes instantaneas en bornas de las bobinas de la red de adaptación.	76
Figura 6.3.1a: Layout del inversor.	77
Figura 6.3.1b: Placa del inversor.	78
Figura 6.3.2a: Layout del rectificador.	79
Figura 6.3.2b: Placa del rectificador.	79
Figura 6.4.1a: Banco para medida del inversor.	80
Figura 6.4.1b: Carga de 50 ohmios sobre disipador.	80
Figura 6.4.1c: Forma de onda en drenador.	81
Figura 6.4.1d: Forma de onda en la carga.	82
Figura 6.4.1e: Potencia total sobre la carga, medidor en escala 20W.	82
Figura 6.4.1f: Corriente y voltaje de alimentación.	83
Figura 6.4.1g: Distorsión.	84
Figura 6.4.2a: Placa (copia) de la sección de terminaciones armónicas para prueba.	85
Figura 6.4.2b: Perdidas de inserción $20\log S_{21} $ para los armónicos impares.	86
Figura 6.4.3a: Sistema DC/DC completo.	86
Figura 6.4.3b: Puesto de medida con sistema convertidor funcionando.	87
Figuras 6.4.3c,d: Forma de onda del diodo con dos (c) y tres (d) armónicos terminados.	87
Figura 6.4.3e: Tensión de salida obtenida.	88
Figura 6.5a: Oscilador para el convertidor.	89

Figura 6.5b: Layout del oscilador.	90
Figura 6.5c: PCB del oscilador.....	90
Figura 6.5d: Señal procedente del oscilador.	91
Figura 6.5e: Sistema completo con oscilador.	91
Figura 6.5f: Tensión del diodo, sistema completo.....	92
Figura 6.5g: Tensión continua en la cagra, sistema completo.	92

1 Introducción

1.1 Sistemas de alta eficiencia energética

Un sistema de alta eficiencia energética es aquel que es capaz de transformar un tipo de energía en otro con las menores pérdidas de conversión posibles. Existen muchos tipos de sistemas de conversión, mecánicos eléctricos químicos e incluso encadenados de forma que la energía de la que se parte se transforma varias veces hasta conseguir la forma de energía final que se desea. Un ejemplo claro es el calor producido por las barras de uranio en un submarino nuclear para calentar agua que se convertirá en vapor a presión sobre una turbina, esto se traduce de forma más o menos eficiente en energía mecánica que a su vez será transformada en eléctrica por un generador, este último alimentará un motor eléctrico que convertirá esta energía de nuevo en mecánica sobre unas hélices.

Otros sistemas más relacionados con el ámbito de la electrónica de potencia incluyen los convertidores DC/DC, AC/DC y DC/AC, con un ejemplo muy claro de este último en la energía fotovoltaica en la cual la energía de la radiación solar se transforma en energía eléctrica en forma de una tensión continua. Esta tensión continua ha de ser elevada y acomodada a la tensión alterna de uso común para el hogar y por ello es necesario un inversor DC/AC. Dentro de estas cajas negras llamadas convertidores existen otras transformaciones de energía interiores necesarias y a tener en cuenta dado que un principio fundamental en los sistemas de conversión de energía es que cada transformación se traduce en un rendimiento y a medida que aumenta el número de transformaciones aumentan las pérdidas dado que el rendimiento energético total es el producto de todos los rendimientos individuales. De esta manera y poniendo un ejemplo: En un convertidor DC/DC push-pull transistorizado podríamos decir que el rendimiento energético total es, sin tener en cuenta otros rendimientos existentes por ser menos importantes: El producto del rendimiento de los transistores de conmutación (rendimiento de colector o drenador) multiplicado a su vez por el rendimiento del transformador (pérdidas en devanados y en núcleo) y multiplicado por rendimiento de los rectificadores de salida:

$$\eta_{total} = \eta_{tr} * \eta_{trans} * \eta_{rectif}$$

En este sistema ejemplo, el más notorio cambio de energía se produce en el transformador, donde existe un cambio de energía eléctrica en magnética y nuevamente de magnética en eléctrica en el o los secundarios del transformador. Tenemos un primario sobre el que los transistores aplican una corriente y por tanto unas pérdidas en el cobre, tenemos un transformador sobre el que existe un campo magnético que varía más o menos rápidamente dependiendo de la frecuencia de trabajo de nuestro convertidor y que puede ser más o menos grande, existen unas pérdidas en el núcleo a tener en cuenta [1], por último a su vez este campo induce una corriente en el secundario donde como en el primario existen pérdidas en el cobre, es decir que en este elemento podemos a su vez diferenciar más rendimientos $\eta_{tr} = \eta_{primario} * \eta_{secundario} * \eta_{núcleo}$. Este elemento en el que la energía se transforma más veces es una de las partes que mayor destreza y desempeño requiere para el diseñador de este tipo de convertidores y de ello depende conseguir una buena eficiencia total.

Como vemos y en resumen, en un sistema de alta eficiencia energética es recomendable minimizar el número de rendimientos a multiplicar, de forma que el total dependa de cuantos menos elementos mejor y si no es posible minimizar el número de elementos, asegurar que su rendimiento se acerque al 100%.

1.2 Telealimentación

Podemos entender como concepto de telealimentar, enviar energía desde un punto con el objetivo de recuperarla en otro y usarla en este último. Para ello no siempre será necesario o incluso posible el contacto físico o el uso de conductores metálicos dado que la energía podrá transmitirse magnética o electromagnéticamente también. Un ejemplo de telealimentación cotidiano es el que usan algunos cepillos de dientes eléctricos para recargarse sin contacto metálico, estos cepillos usan transformadores de núcleo abierto, la base contiene una parte del transformador con el primario, el cepillo al colocarse sobre esta base, completa con la parte del secundario un transformador, la energía se transfiere entonces sin contactos metálicos, requiriéndose solo una pequeña proximidad de unos milímetros para que las líneas de campo magnético puedan cerrarse correctamente. Otro caso sería el uso de aparatos en lugares en los que no existe una conexión de alimentación accesible, o cuando no es posible llevar un gran número de cables al lugar, por ejemplo en ciertos amplificadores de

televisión se puede usar el propio cable coaxial para además de la transmisión de información transmitir la tensión de alimentación necesaria para su funcionamiento.

Para que sea posible esta telealimentación, es necesario en muchos casos transformar previamente la energía de continua en alterna para que pueda viajar eficientemente por nuestro canal, al sistema que realiza esta tarea se le llama **inversor**. Una vez en el destino la energía se vuelve a transformar la energía de alterna en continua, al sistema que realiza esta tarea se le llama **rectificador**, que está compuesto de un dispositivo que rectifica la envolvente de la señal alterna de entrada, por ejemplo un diodo y un filtro paso bajo que elimina el rizado de alterna restante.

En este proyecto se pretende realizar un prototipo sencillo en el que partiendo de un amplificador conmutado clase E y unos rectificadores expuestos en el capítulo 5, se pueda implementar un sistema de telealimentación eficiente en la banda de HF. En este sistema, aunque sería posible el empleo de antenas que comunicasen el emisor con el receptor para el mismo fin de telealimentar, por sencillez se ha decidido usar un cable coaxial o un adaptador como medio de transmisión de la energía entre inversor y rectificador; centrándose más este proyecto en la generación y recuperación de la energía eficientemente que en la propia eficiencia del medio por el que ha de viajar esta. La siguiente figura muestra dos esquemas ejemplo de un sistema de telealimentación en el que sólo cambia el medio de transmisión.

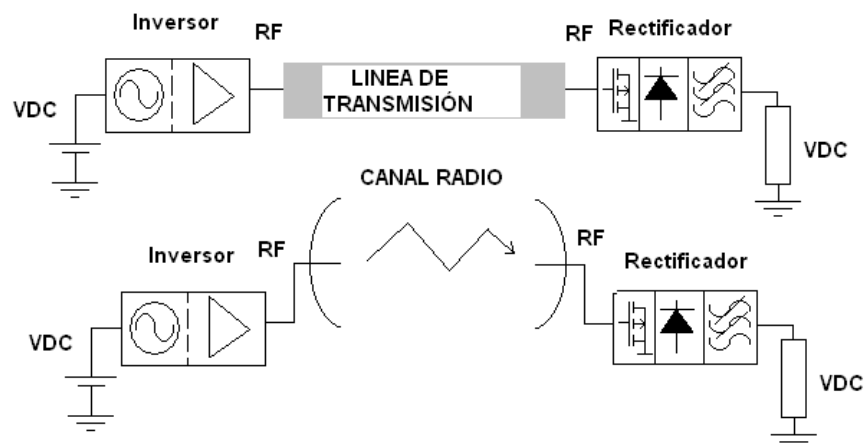


Figura 1.2a: Ejemplo de sistema de telealimentación con diferentes canales de transmisión.

2 Amplificadores/osciladores de potencia-inversores de eficiencia media

Como se comentó en el capítulo 1, el inversor es aquél que transforma la energía de continua en alterna para que la transferencia se pueda hacer de forma más eficiente, por ejemplo a través de una larga línea de transmisión. Aunque tendríamos que hablar de un **oscilador de potencia** como inversor en sentido estricto podemos también introducir la idea de un amplificador como inversor dado que convierte también una potencia de continua en energía de alterna, si bien es necesario aplicar en su entrada una señal a la frecuencia de trabajo en este caso que en el oscilador de potencia se genera de forma autónoma, si la ganancia de potencia y la eficiencia es suficientemente elevada, entonces la potencia de RF necesaria en la entrada de este será comparable a las pérdidas inherentes del inversor.

En este capítulo introducimos los amplificadores no lineales clase B, AB y C como ejemplo de inversores de eficiencia intermedia.

2.1 Principales tipos de amplificadores no lineales como fuentes de corriente controlada.

Aunque en la práctica no existe ningún amplificador puramente lineal entendemos por un amplificador no lineal aquel en que su elemento activo que en la mayor parte de los casos es un transistor bipolar o bien de efecto campo trabaja en un punto de trabajo claramente alineal, esto puede ocurrir per se por ejemplo cuándo el P1 dB ha sido sobrepasado y la señal de entrada empieza a ser recortada o, como es característico en amplificadores de potencia, cuando polarizamos nuestro transistor para que conduzca durante un periodo menor que el de la señal de entrada, es decir, el ángulo de conducción es menor de 360° con el fin de que en el dispositivo activo se disipe la menor cantidad de potencia posible ya que en ausencia de señal de excitación no circulará corriente por el colector o el drenador. Este comportamiento influirá de forma positiva en el rendimiento del amplificador.

Entre los amplificadores de potencia no lineales funcionando como fuentes de corriente que conducen menos de un periodo de la señal de entrada tenemos:

2.1.1 Amplificador clase B single ended:

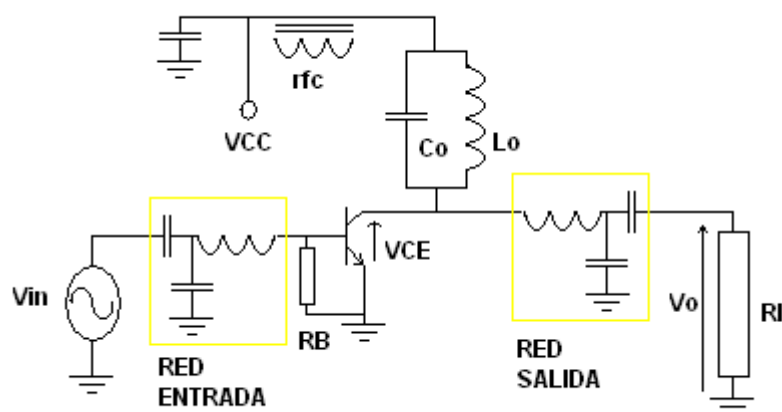


Figura 2.1.1a: Clase B single ended.

Se polariza al transistor al corte, de forma que el transistor solo entrará en conducción si este es sacado del corte por la tensión de la señal de entrada, no circulara corriente de reposo en ausencia de señal. En el clase B puro el ángulo de conducción es de 180° , la forma de la corriente en el colector/drenador es una semisinusoide de duración medio ciclo de señal, en realidad será algo menor dado que existe una tensión base emisor en el caso de los BJT o puerta surtidor, "threshold" en el caso de los transistores MOSFET a superar para que estos empiecen a conducir por lo que se suele producir una distorsión llamada distorsión de cruce que hace más alineal el funcionamiento del amplificador. Para evitar esto se lleva al transistor a conducir una pequeña corriente de reposo, suficiente para que empiece a conducir casi inmediatamente al comienzo del ciclo positivo de excitación. Este tipo de amplificador es la variante AB.

El nombre de single ended viene del hecho de que existe un solo transistor conduciendo medio ciclo de señal, a la salida en el drenador o colector de este normalmente habrá que añadir un tanque sintonizado a nuestra frecuencia para eliminar los armónicos que se contamos con dos transistores que conducen alternativamente medio ciclo de señal, por ello es necesario alimentarlos en contrafase y requieren de un transformador en la entrada con dos secundarios que inviertan 180° la fase de la señal de entrada en un transistor con respecto del otro.

Una vez amplificada, la señal es de nuevo sumada en la salida y recompuesta mediante otro transformador. Los transistores suelen ser polarizados con una pequeña corriente de reposo encontrándonos como antes con el clase AB, algo por encima del corte puro.

Semisinusoidal, el resto del ciclo es reconstruido por durante el periodo de no conducción del transistor por la bobina de colector que ha almacenado campo magnético en su interior durante la conducción del transistor, este campo se traduce en una corriente que circulará por la carga durante el off-stage. Es importante por tanto dimensionar. Es interesante destacar que al tratarse de transistores normalmente similares que amplifican cada uno durante el ciclo opuesto al otro, el espectro que producen de armónicos impares no retiene la fase de la señal de entrada, sin embargo los armónicos pares generados por cada transistor en la salida se cancelaran mutuamente dado que la fase coincide y la salida es la diferencia de ambas mitades, por lo que el filtrado será mucho menos problemático. Para que la cancelación sea efectiva las señales han de ser opuestas en fase e idénticas en amplitud, por tanto el transformador de entrada tendrá que estar bien balanceado.

2.1.2 Clase B push-pull:

Idéntico al anterior solo que en este aprovechamiento energético alto comparado con los amplificadores lineales.

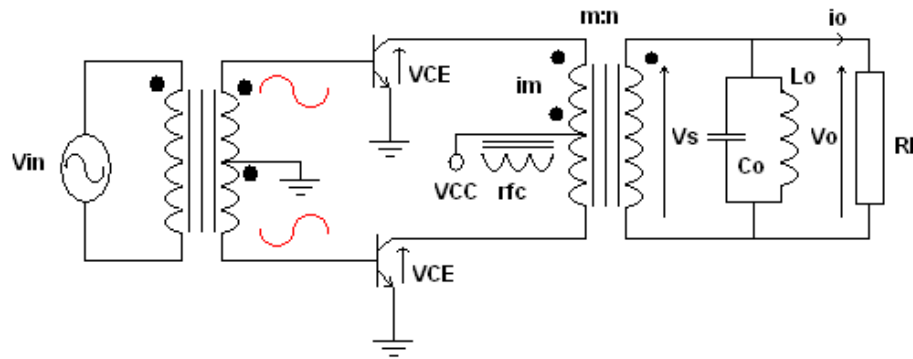


Figura 2.1.2a: Clase B push-pull.

2.1.3 Amplificador clase C

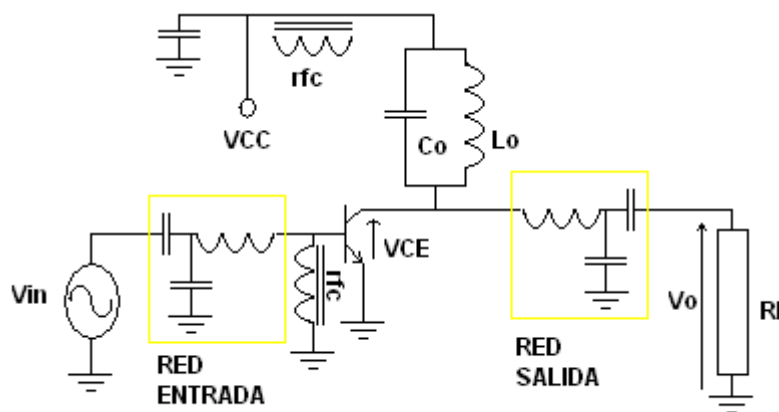


Figura 2.1.3a: Clase C.

En este amplificador el ángulo de conducción es menor de 180° , por tanto el transistor conduce durante menos tiempo que el clase B si cabe, siendo el rendimiento mayor, en algunos casos del 90%, a costa de entregar menor potencia dado que el tiempo en el que conduce señal se va haciendo menor.

Para provocar un punto de trabajo fuertemente en corte se suele colocar un choque que cortocircuite a efectos de continua la base o puerta del transistor y que presente un abierto a nuestra portadora.

La señal en la salida sería bien esta bobina para no sobrecargar la energía que el transistor ha de aportar al conducir.

Una desventaja del clase C con respecto a los amplificadores anteriormente mencionados es su mayor alinealidad, que lo hace prohibitivo frente a señales como por ejemplo: SSB, AM, QAM, ASK.... Y limita su uso a modulaciones de envolvente constante como la FSK, FM, CW etc. Por otro lado un filtrado extra en su salida es indispensable para atenuar los armónicos generados.

3 Amplificadores/osciladores de potencia conmutados – Inversores de alta eficiencia

En este capítulo se hablará del aspecto teórico de los amplificadores más comunes de potencia trabajando en conmutación. Estos son: Clase D, E y F. Este tipo de amplificadores serán los más adecuados como inversores en un sistema de telealimentación, dado que la eficiencia teórica que se puede obtener en la inversión de energía es de un 100%.

Para ejemplificar el inversor y su relación con las topologías de amplificadores conmutados, puede verse el análisis de Kazimierzuk, J.Jozwik [7], en el que se presenta el inversor clase E.

3.1 Amplificador clase D

Este tipo de amplificador supera a otros amplificadores convencionales en eficiencia y tamaño. Se trata de un amplificador con rendimientos prácticos de hasta un 95% con disipadores mucho más pequeños y menos espacio adicional.

La señal de entrada atacará a dos transistores pero al igual que ocurría en el amplificador push-pull clase B, esta señal será desfasada 180° de forma que la conmutación de un transistor con respecto del otro sea alternativa. Este desfase suele llevarse a cabo a través de un transformador con toma intermedia a tierra.

El amplificador clase D en conmutación de tensión utiliza en su funcionamiento una forma de onda de tensión cuadrada en el drenador y semisinusoidal de corriente, mientras que su homólogo en conmutación de corriente utiliza una forma de onda semisinusoidal de tensión y cuadrada de corriente. Esta característica depende principalmente de con qué se está atacando a la carga, con tensión o corriente. Además, habrá que tener especial interés por que la carga que el amplificador “ve” presente la impedancia adecuada a los armónicos de las señales con las que el amplificador trabaja, sea conmutación de corriente o de tensión para que el rendimiento sea el mayor posible, por esta razón, una importante regla de diseño será el circuito tanque de salida.

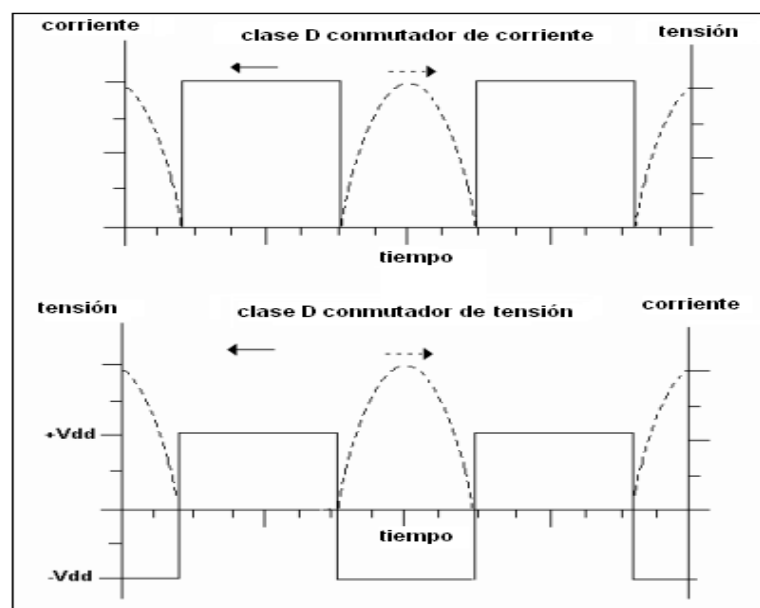


Figura 3.1a: Formas de tensión y corriente de ambos tipos de amplificador.

3.1.1 Amplificador clase D conmutador de tensión, formas de onda y ecuaciones

En estos ejemplos se usa un transformador con dos primarios de m vueltas y un secundario de n vueltas para acoplar la red de carga de salida y sumar ambas ramas. Para el caso de conmutación de tensión la toma intermedia del transformador es un cortocircuito en alterna. Los transistores conmutarán V_{cc} alternativamente en cada semiprimario del transformador.

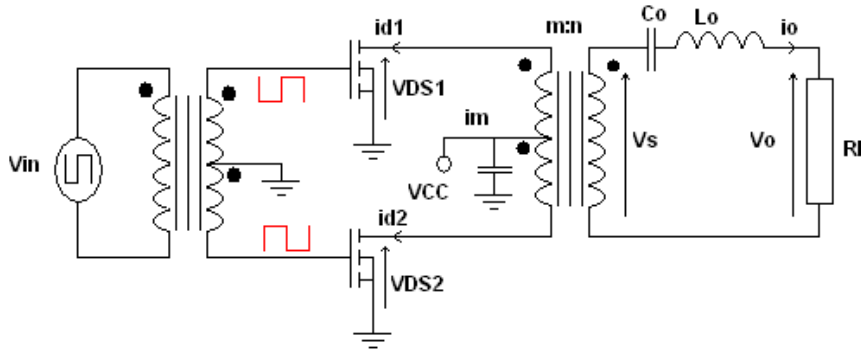


Figura 3.1.1a: Clase D conmutación de tensión acoplado por transformador.

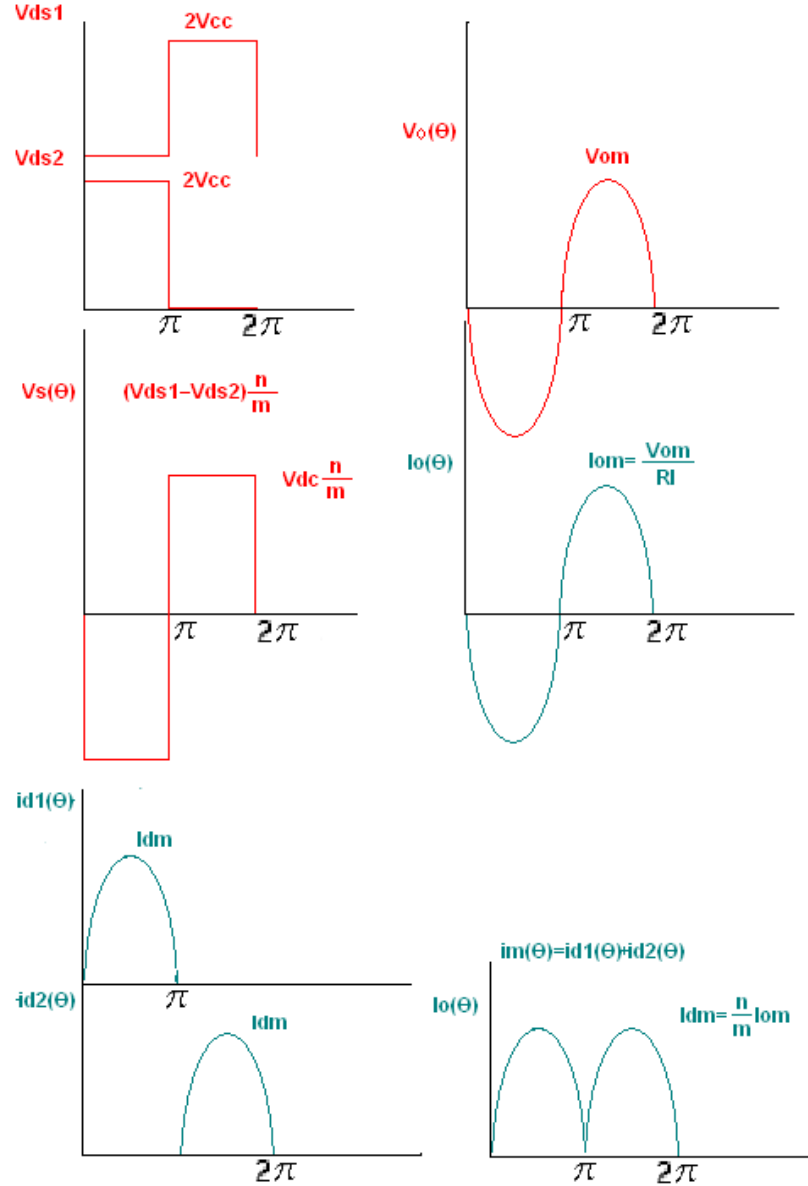


Figura 3.1.1b: Clase D conmutación de tensión, tensiones y corrientes.

Nos interesa sobretodo averiguar el rendimiento del amplificador, dado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} \quad (1)$$

Teniendo en cuenta que la potencia de salida tiene la forma:

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2RL} \quad (2)$$

Donde V_{om} es el desarrollo en serie de Fourier de V_s tomando la componente fundamental, y dado que en la salida V_s aparece como VDC multiplicada por el factor de transformación nos queda:

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2RL} = \frac{\left(\frac{4n}{\pi m} V_{dc}\right)^2}{2RL} = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 R} \quad (3)$$

Siendo $R = RL \left(\frac{m}{n}\right)^2$ la la resistencia de carga vista en el primario.

Nos interesa conocer ahora la potencia de continua consumida:

$$P_{dc} = I_{dc} \cdot V_{dc} \quad (4)$$

Donde: $I_{DC} = I_{dc} = \langle i_m(\theta) \rangle$

$$I_{dc} = \langle I_m(\theta) \rangle = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{dm} \cdot \sin(\theta) d(\theta) = \frac{2}{\pi} I_{dm} \quad (5)$$

$$\text{Siendo } I_{dm} = \frac{n}{m} I_{om} = \frac{n}{m} \frac{V_{om}}{RL} = \frac{4V_{dc}}{\pi RL \left(\frac{m}{n}\right)^2} = \frac{4V_{dc}}{\pi R}$$

Nos queda:

$$P_{dc} = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 R} \quad (6)$$

Dado que la potencia de salida coincide con la aportada por la fuente VDC, el rendimiento teórico es del 100%.

La red de carga ha de ser tal que presente un corto a los armónicos pares y circuito abierto a los impares: $Z_{f0}=R, Z_{2f0}=0, Z_{3f0}=\infty, Z_{4f0}=0 \dots Z_{2nf0}=0$ y $Z_{(2n+1)f0}=\infty$

3.1.2 Amplificador clase D¹ conmutador de corriente, formas de onda y ecuaciones

En este caso lo que se tiene es un circuito abierto para alterna en la toma central del transformador, sobre este, los transistores conmutarán I_{cc} alternativamente.

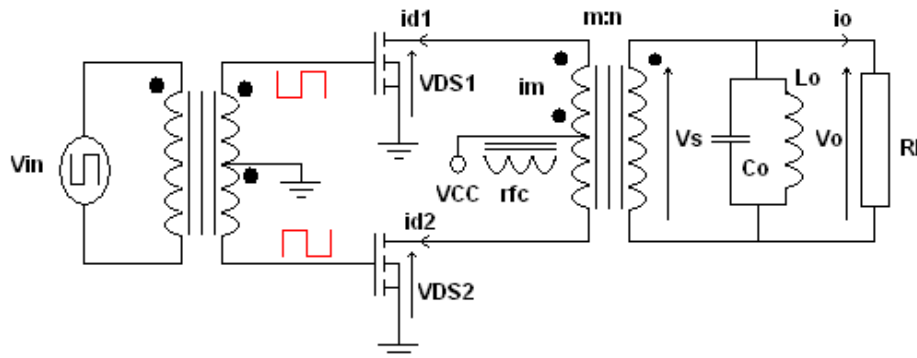


Figura 3.1.2a: Clase D conmutación de corriente acoplado por transformador.

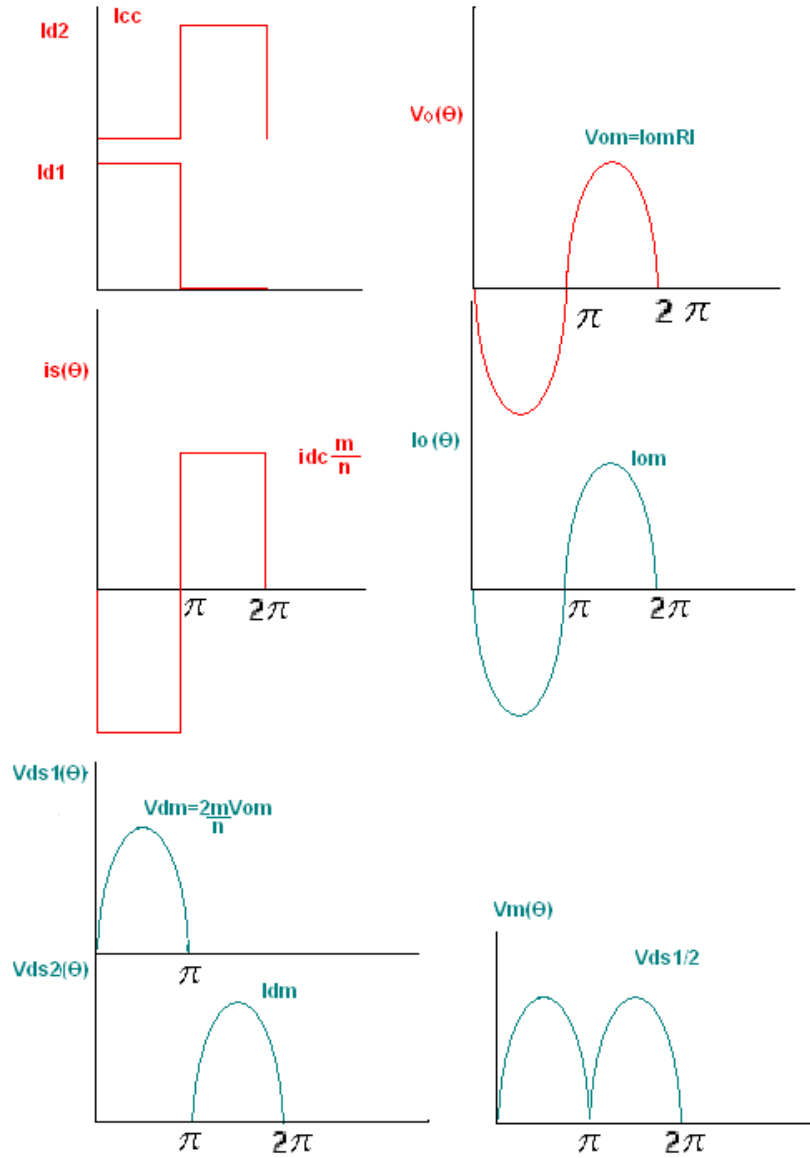


Figura 3.1.2b: Clase D conmutación de corrientes, tensiones y corrientes.

Como antes buscamos averiguar el rendimiento:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} \quad (7)$$

Teniendo en cuenta que la potencia de salida tiene la forma:

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2RL} \quad (8)$$

$$V_{om} = I_{om} \cdot RL = \frac{m}{n} \cdot I_{dc} \cdot S(t) \cdot RL \quad (9)$$

Siendo $S(t)$ el desarrollo en serie de Fourier de la señal cuadrada entre -1 y 1 correspondiente a conmutar IDC, como en el ejemplo anterior con el voltaje, nos quedamos con el término fundamental de la corriente.

$$Vom = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m}{n} \eta = \frac{Po}{Pdc} \cdot Idc \cdot RL \quad (10)$$

Vom y Vdm están relacionados como:

$$Vdm = \frac{2m}{n} \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} Idc \cdot RL = \frac{8}{\pi} \left(\frac{m}{n}\right)^2 \cdot RL \cdot Idc = \frac{8}{\pi} \cdot R \cdot Idc \quad (11)$$

Siendo $R = RL \left(\frac{m}{n}\right)^2$ la resistencia de carga vista en el primario.

Nos interesa obtener una relación de Vom e IDC. Sabemos que:

$$Vdc = \langle Vm(\theta) \rangle = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{Vom}{2} \cdot \text{sen}(\theta) d(\theta) = \frac{Vom}{\pi} \quad (12)$$

$$Vom = \pi Vdc = \frac{8}{\pi} R \cdot Idc \quad (13)$$

$$\text{Siendo } Idc = \frac{\pi^2 Vdc}{8\pi}$$

Nos queda:

$$Vom = \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} \cdot Idc = \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} \frac{\pi^2}{8R} RL = \frac{Vdc \cdot RL \cdot \frac{m}{n}}{2 \left(\frac{m}{n}\right)^2 RL} = \frac{\pi Vdc}{2 \left(\frac{m}{n}\right)} \quad (14)$$

$$Po = \frac{\pi^2 \frac{Vdc^2}{4 \left(\frac{m}{n}\right)^2}}{2RL} = \frac{\pi^2 Vdc^2}{8R} \quad (15)$$

$$Pdc = Vdc \cdot Idc = Vdc \cdot \frac{\pi^2 Vdc}{8R} \quad (16)$$

Con lo que podemos ver que el rendimiento teórico sigue siendo del 100%.

La red de carga ha de ser tal que presente un circuito abierto a los armónicos pares y un corto a los impares: $Z_{fo}=R$, $Z_{2fo}=\infty$, $Z_{3fo}=0$, $Z_{4fo}=\infty \dots Z_{2nfo}=\infty$ y $Z_{(2n+1)fo}=0$

3.2 Amplificador clase E

Desarrollado por Nathan E Sockal, este amplificador conmutado usa un transistor únicamente y su diseño se centra principalmente en la respuesta de la red de carga que el transistor “ve” al conmutar. Dicha respuesta es la de un sistema de orden 2 subamortiguado.

El circuito clásico podemos verlo en la figura 3.2a. En este caso usaremos un transistor mosfet como ejemplo para el interruptor.

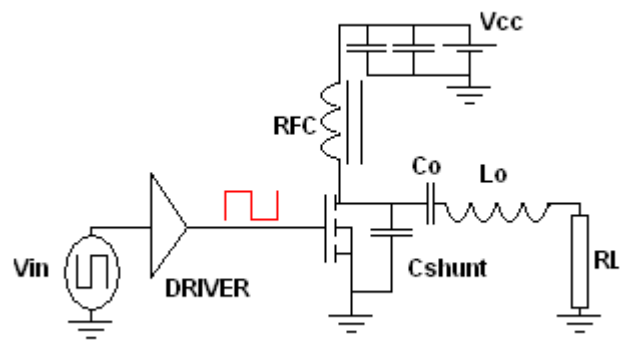


Figura 3.2a: Circuito clase E clásico.

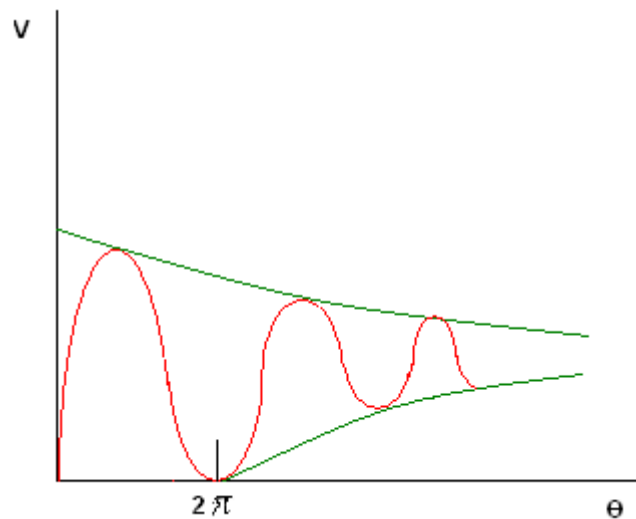


Figura 3.2b: Respuesta del circuito de carga.

Para analizar el funcionamiento del circuito clase E [2], [3], [4], [5], [6] clásico haremos ciertas consideraciones:

- El transistor es un conmutador perfecto sin pérdidas inherentes.
- El choque de RFC de alimentación provoca un abierto ideal a la frecuencia de operación.
- Trabajamos con un ciclo de trabajo del 50%.
- El factor de calidad del circuito de carga es tal que no permite el paso de armónicos de la frecuencia de operación.

Las condiciones de funcionamiento para la operación en clase E óptimo cuando el conmutador se encuentra cerrado son:

$$V(\omega t) |_{\omega t=2\pi n} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{d}{d(\omega t)} V(\omega t) |_{\omega t=2\pi n} = 0 \quad (2)$$

Tanto el propio Voltaje Vds en el mosfet como su derivada han de ser cero al entrar en conducción. Esta corriente es la que circula por el condensador “shunt” en paralelo.

$$I(\omega t) = \omega C \frac{d}{d(\omega t)} V(\omega t) = 0 \quad (3)$$

Por tanto podemos concluir que la corriente a través del conmutador en el intervalo de tiempo $2\pi n < \omega t < (2n + 1)\pi$ esta formada por la corriente de la carga más la que proporciona la alimentación Vcc

$$I = IL + I_{cc} \quad (4)$$

Justo en el instante de conmutar tenemos, dado que sólo existe una componente a fo y no existen armónicos:

$$IL = IL_0 \sin(\omega t + \varphi) \quad (5)$$

Entonces para $\omega t = 2\pi n$ queda:

$$I_{cc} = -IL_0 \sin \varphi \quad (6)$$

El ángulo de desfase φ queda aún por determinar.

Ahora durante el intervalo de tiempo en que el conmutador está abierto,

$(2n + 1)\pi < \omega t < (2n + 2)\pi$, podemos escribir la corriente a través del conmutador como:

$$I(\omega t) = I_{cc} + IL_0 \sin(\omega t + \varphi) \quad (7)$$

Y sustituyendo en (4):

$$I(\omega t) = IL_0 [\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi] \quad (8)$$

Podemos escribir el voltaje en el capacitor de shunt como:

$$V(\omega t) = -\frac{1}{\omega C} \int_{\pi}^{\omega t} I(\omega t) d(\omega t) = -\frac{IL_0}{\omega C} (\cos(\omega t + \varphi) + \cos \varphi + (\omega t - \pi) \sin \varphi) \quad (9)$$

Para $\omega t = 2n\pi$ o en general en 0, la primera condición para el funcionamiento en clase E, ($V(0)=0$) queda:

$$2\cos \varphi + \pi \sin \varphi = 0 \quad (10)$$

$$\tan(\varphi) = -\frac{\pi}{2} \quad (11)$$

La corriente se retrasará con respecto de la onda de tensión un ángulo φ de $-32,48^\circ$.

Podemos usar las siguientes identidades trigonométricas:

$$\sin \varphi = \frac{-2}{\sqrt{\pi^2 - 4}} \quad (12)$$

$$\cos \varphi = \frac{\pi}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (13)$$

Rescribiendo en (9) y haciendo uso de estas relaciones tenemos:

$$V(\omega t) = -\frac{ILO}{\omega C} (\pi \cos(\omega t) + 2 \sin(\omega t) + \pi - 2(\omega t - \pi)) \frac{1}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (14)$$

Usando la ecuación (6) y sustituyendo la identidad para tener: $I_{cc} = \frac{2ILO}{\sqrt{\pi^2 + 4}}$ obtenemos la forma final del voltaje en el conmutador (V_{ds}) cuando se encuentra abierto:

$$V(\omega t) = \frac{I_{cc}}{\omega C} \left(\omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t \right) \quad (15)$$

Durante el periodo $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$

Si tenemos en cuenta que el choque es ideal o con pérdidas (hilo y núcleo) muy bajas a nuestra frecuencia, entonces el voltaje en valor medio que aparecerá en el condensador shunt será equivalente a V_{cc} . Y con ello la primera ecuación de diseño puede ser escrita:

$$V_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_{cc}}{\pi \omega C} \quad (16)$$

Como hemos considerado el transistor como un conmutador perfecto no habrá pérdida de potencia en él y por tanto la potencia suministrada por la fuente V_{cc} tendrá que ser la misma que la disipada en la carga propia del amplificador.

$$I_{cc} \cdot V_{cc} = \frac{1}{2} ILO^2 \cdot R \quad (17)$$

Si sustituimos en (17) $I_{cc} = 2ILO/\sqrt{\pi^2 + 4}$ tenemos:

$$\frac{2ILO}{\sqrt{\pi^2 + 4}} V_{cc} = \frac{1}{2} ILO^2 \cdot R \quad (18)$$

$$\frac{4V_{cc}}{\sqrt{\pi^2 + 4}} = ILO \cdot R = VLO \quad (19)$$

Entonces para I_{cc} tenemos:

$$I_{cc} = \frac{VLO}{R} \sin \varphi = \frac{8V_{cc}}{(\pi^2 + 4)R} \quad (20)$$

Entonces la potencia entregada a la carga nos queda:

$$PL = \frac{8V_{cc}^2}{(\pi^2 + 4)R} \quad (21)$$

Desde este momento es posible calcular la potencia entregada en términos de V_{cc} e incluso especificar I_{cc} y la capacidad C_{shunt} , la cual contiene a su vez la capacidad de la unión drenador surtidor del transistor al uso, en este proyecto se utiliza un IRF510, según el fabricante Fairchild, para un voltaje de 25V sin tensión V_{gs} y a 1MHz deberíamos ver una capacidad en torno a los 80pF que consideraríamos dentro del propio diseño.

Hay que destacar ahora que dado que buscamos una combinación de componentes del diseño que nos permita que este sea realizable habrá que elegir de forma adecuada V_{cc} , R y C , especialmente nos centraremos en elegir “ R ” de la que depende la red de carga y sus componentes Cl , L_{res} , L_{extra} , RL , la elección inadecuada de la R podría darnos unos valores irrealizables, si R se elige por ejemplo muy pequeña, entonces la bobina L_o sería demasiado pequeña para ser realizada en práctica.

En este punto vamos a determinar los valores de los componentes de la red de carga, empezando por el valor de L_{extra} (inductancia de exceso).

Dado que tenemos la expresión de la corriente fundamental a través de la carga, podemos calcular el voltaje a través de esta, tenemos:

$$V_R = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) d(\omega t) \quad (22)$$

$$V_{L_{extra}} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V(\omega t) \cos(\omega t + \varphi) d(\omega t) \quad (23)$$

L_{extra} usando las leyes de Kirchhoff para el voltaje vemos:

$$\frac{V_{L_{extra}}}{V_R} = \frac{\omega L_{extra}}{R} = \frac{\pi + 2\sin 2\varphi - \frac{\pi}{2}\cos 2\varphi}{\frac{\pi}{2}\sin 2\varphi + 2\cos 2\varphi} \quad (24)$$

Para clase E y de (11) el exceso de fase es de $\varphi = -32,48^\circ$, con lo que nos queda:

$$\frac{\omega L_{extra}}{R} = 1.153 \quad (25)$$

Ahora nos ocuparemos de calcular la parte resonante del circuito de carga L_{res} y Cl . La frecuencia central y la resistencia de carga del clase E están previamente definidas, sólo nos resta aplicarle un factor de calidad Q . Valores entre 5 y 7 suelen ser prácticos, menores suelen requerir un reajuste de C_{shunt} y L_{extra} en la medida en que el contenido de armónicos empieza a aumentar. Como siempre, un valor más bajo de Q en cualquier circuito resonante requiere de un mayor amortiguamiento, nos proporcionará un ancho de banda mayor a costa de un aumento en el contenido de armónicos, puede no obstante añadirse un filtro paso bajo a la salida para compensar este efecto. La misma situación en el ancho de banda se da cuando diseñamos una red de adaptación.

Dado que en este proyecto se trabajará con un ancho de banda pequeño con respecto de f_o , esta consideración será menos crítica. Ahora considerando el circuito resonante serie de salida R Cl L_{res} :

$$Cl = \frac{1}{QR\omega} \quad (26)$$

$$L_{res} = \frac{QR}{\omega} \quad (27)$$

Ahora sólo queda a elección del diseñador transformar la impedancia del amplificador clase E “ R ” en el valor de impedancia para el sistema en que se va a

utilizar, en nuestro proyecto y por sencillez se usa una red “L” paso bajo en la cual la L queda embebida dentro de la propia bobina del clase E formando al final una única $L=L_{extra}+L_{res}+L_{adaptación}$. Existen muchas otras redes como por ejemplo paso banda en diferentes configuraciones de T, y Pi con las que se pueden conseguir buenos resultados e incluso transformadores multisección si nuestro amplificador requiriese de un ancho de banda más amplio, no siendo este el caso. Se comentará con más detalle en el capítulo 5 cuando se hable del diseño de la placa.

Por último cabe destacar que aunque este tipo de amplificador presenta una buena tolerancia en cuanto a los componentes utilizados es necesario al menos realizar una simulación en tiempo y frecuencia con algún programa que soporte análisis no lineal como ADS, AWR, pspice,...etc, además existen informes nuevos más detallados del propio inventor del amplificador a cerca correcciones sobre el modelo ideal aquí presentado en las que se tienen en cuenta las no idealidades tanto del propio transistor como de la red de carga y como afectan al funcionamiento total del amplificador. Muchas de estas correcciones son factores añadidos a las ecuaciones originales obtenidos mediante cálculo numérico. También se añaden graficas que representan la forma de onda esperada en la salida y una guía de los ajustes finos necesarios que el desarrollador debe hacer sobre los componentes (C_{shunt} , L_{res} , L_{extra} ...) para conseguir el mejor resultado posible.

3.3 Amplificador clase F y F⁻¹

Como se ha visto, en el amplificador clase E el transistor funciona como un interruptor y se genera un voltaje característico fruto de la carga y descarga de un condensador en paralelo con el interruptor. Dado que como se vio en este amplificador, un circuito tanque de salida sintoniza todos los armónicos, podemos conseguir las mayores eficiencias entre los amplificadores propuestos, sin embargo el salto en la carga del condensador de salida no puede ser abrupto, por encima de la máxima frecuencia teórica de operación la condición óptima para el clase E y su onda de tensión vista en el capítulo anterior no se da. El condensador en paralelo con el interruptor no es capaz de descargarse lo suficientemente rápido para soportar la forma de onda ideal de un clase E óptimo, por esta razón la eficiencia del amplificador clase E se ve degradada considerablemente a partir de una frecuencia determinada en la cual la capacidad

propia de salida de nuestro transistor sumada a la de nuestro condensador nos limita. Para obtener una eficiencia alta en frecuencias superiores debemos recurrir a los amplificadores clase F y su dual F^{-1} .

Un amplificador clase F ideal trabaja con una corriente semisinusoidal y una onda de tensión rectangular en conjunción con un cortocircuito a los armónicos pares y abierto a los impares. De esta manera no existe solapamiento entre voltajes y corrientes y como resultado no se disipa potencia en el dispositivo, además como no existe potencia en los armónicos el clase F desarrollaría idealmente el 100% de la eficiencia.

El amplificador clase F^{-1} o F inverso, es el dual del anterior, tal y como ocurría con la clase D, las formas de onda de corriente y tensión son el reflejo de las del clase F normal, con la salvedad de que para una tensión VDC igual en el drenador/colector los picos de tensión son peligrosamente mayores para la clase F^{-1} lo cual puede ser un problema de fiabilidad grande.

Hay que destacar que la operación clase F^{-1} se ve muy afectada por el comportamiento no lineal de la capacidad de salida que influye sobre todo en el voltaje del segundo armónico.

3.3.1 Análisis del amplificador clase F y F^{-1}

En el siguiente apartado se pretende hacer un análisis de ambas clases de amplificación en cuanto a ganancia, potencia de entrada, ángulo de conducción e impedancia de carga. El análisis numérico se basa en una forma idealizada de corriente mostrada en la figura 3.3.1a. En esta figura, β representa el índice de saturación.

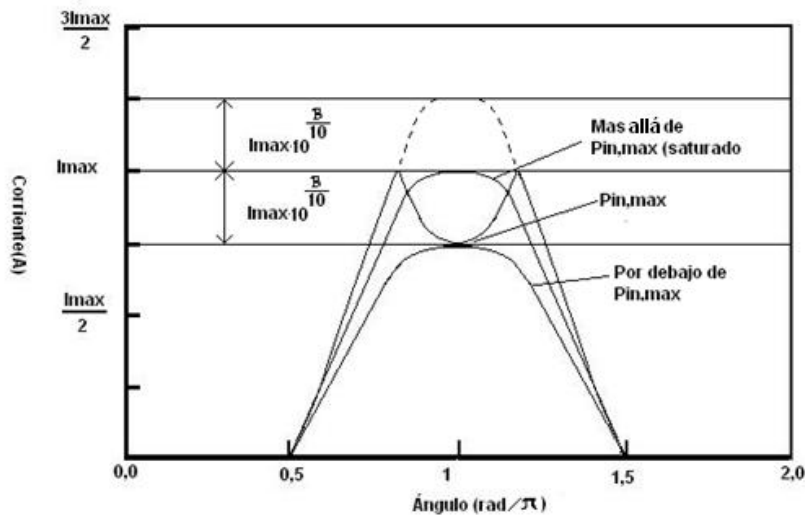


Figura 3.3.1a: Distintas formas de onda de corriente del PA.

El análisis siguiente depende tanto de la naturaleza de la carga presenta a los armónicos como de la operación en saturación.

La mayor parte de las suposiciones en este análisis con respecto al dispositivo, numero de armónicos controlados y condiciones de carga se hacen basados en [16], [12] y [13], además de en las siguientes:

- No se consideran armónicos de entrada. La forma de corriente se bifurca cuando el amplificador es saturado por encima de la potencia lineal máxima de entrada.
- Se supondrán los mismos voltajes de alimentación para los dos tipos de amplificadores.

Basándonos en las anteriores asunciones, las formas de onda de voltaje para los amplificadores clase F y F⁻¹[12], [13], vienen dadas por las siguientes expresiones en las que se usa como referencia comparativa el amplificador con carga sintonizada “CS” y sus voltajes:

$$V_f(\theta) = VDC - \delta(k3) \cdot [V1, CS \cdot \cos(\theta) - k3 \cdot V1, CS \cdot \cos(3\theta)] \quad (1)$$

$$V_{f-1}(\theta) = VDC - \delta(k2) \cdot [V1, CS \cdot \cos(\theta) - k2 \cdot V1, CS \cdot \cos(2\theta)] \quad (2)$$

Donde $\delta(k2)$, $\delta(k3)$, $k2$ y $k3$ se definen como:

$$\delta(k2) \equiv \frac{V_{1,F^{-1}}}{V_{1,CS}} \quad (3)$$

$$\delta(k3) \equiv \frac{V_{1,F}}{V_{1,CS}} \quad (4)$$

$$k2 \equiv \frac{V_{2,F^{-1}}}{V_{1,F^{-1}}} \quad (5)$$

$$k3 \equiv \frac{V_{3,F}}{V_{1,F}} \quad (6)$$

Para el amplificador clase F, el máximo voltaje fundamental que es $\delta(k3) = 1.15$ veces superior al debido al amplificador con carga sintonizada puede ser obtenido con $k3 = 1/6$ [12]. El amplificador con carga sintonizada cortocircuita todos los armónicos. Similarmente para el caso del F^{-1} el máximo voltaje fundamental que es $\delta(k2) = \sqrt{2}$ veces superior al del amplificador con carga sintonizada puede ser obtenido si $k2 = \sqrt{2}/4$ [13]. Si se trata de cargas resistivas puras, el voltaje fundamental máximo se da cuando este voltaje y el resto de los armónicos de tensión se encuentran en contrafase. Sin embargo esta condición no siempre se satisface entre la fundamental, el segundo y tercer armónico salvo en el caso de llevar al amplificador a saturación.

Teniendo en cuenta que el elemento activo funciona como una fuente de corriente ideal controlada por tensión, las formas de onda de tensión adecuadas para los amplificadores clase F y F^{-1} pueden ser obtenidas manipulando adecuadamente la impedancia de carga.

La impedancia de carga requerida en el tercer armónico para el amplificador clase F y la del segundo armónico en el F^{-1} pueden ser derivadas de $k3$ y $k2$ respectivamente [12], [13]. La impedancia de carga a los armónicos es proporcional al rango de corriente. Cabe destacar que comparadas con la fundamental, las componentes de corriente a los armónicos son pequeñas cuando empiezan a encontrarse en oposición de fase. Como resultado la carga requerida para los armónicos resulta ser impracticablemente grande. El rendimiento para los amplificadores F y F^{-1} se puede comparar bajo la condición de que la carga para el segundo y tercer armónico sea por lo menos cinco veces menor que la carga para la fundamental.

Los rangos de potencia necesaria de sobreexcitación de acuerdo con el ángulo de conducción para los amplificadores F y F^{-1} puede obtenerse de la figura 3.3.1b.

La potencia necesaria de sobreexcitación es comparativamente mayor en el caso del amplificador clase F^{-1} que en el caso del amplificador clase F reduciendo la componente fundamental e corriente como muestra la figura 3.3.1c. Aquí el caso práctico se da cuando las impedancias de carga a los armónicos quedan limitadas

5 veces por debajo de la carga para la fundamental, mientras que en el caso ideal no existe tal limite.

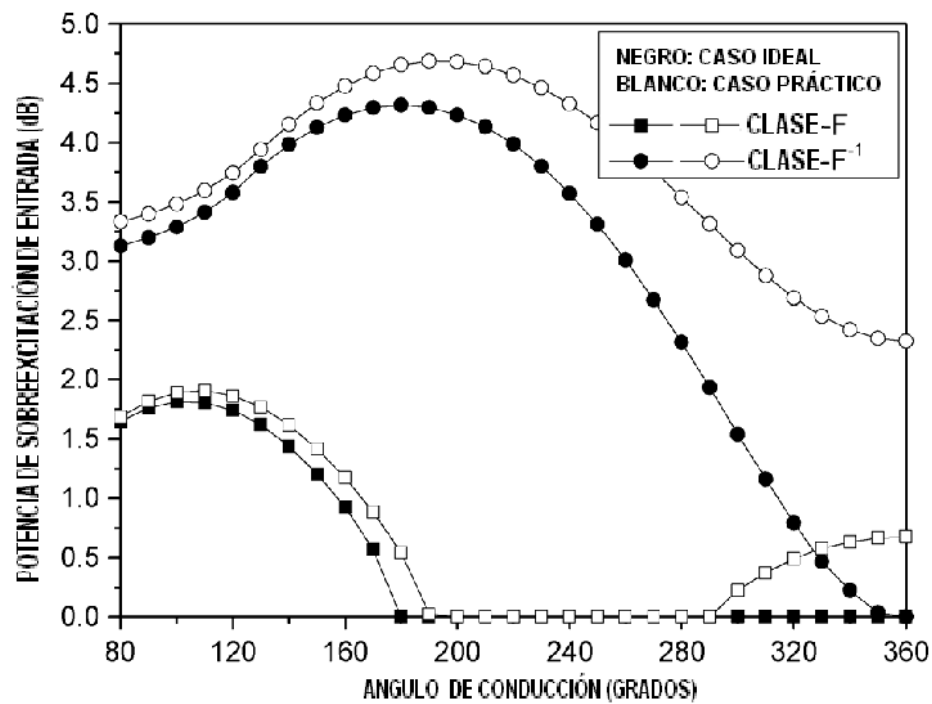


Figura 3.3.1b: Relación de potencias de entrada calculadas para la operación adecuada clase F y F^{-1} .

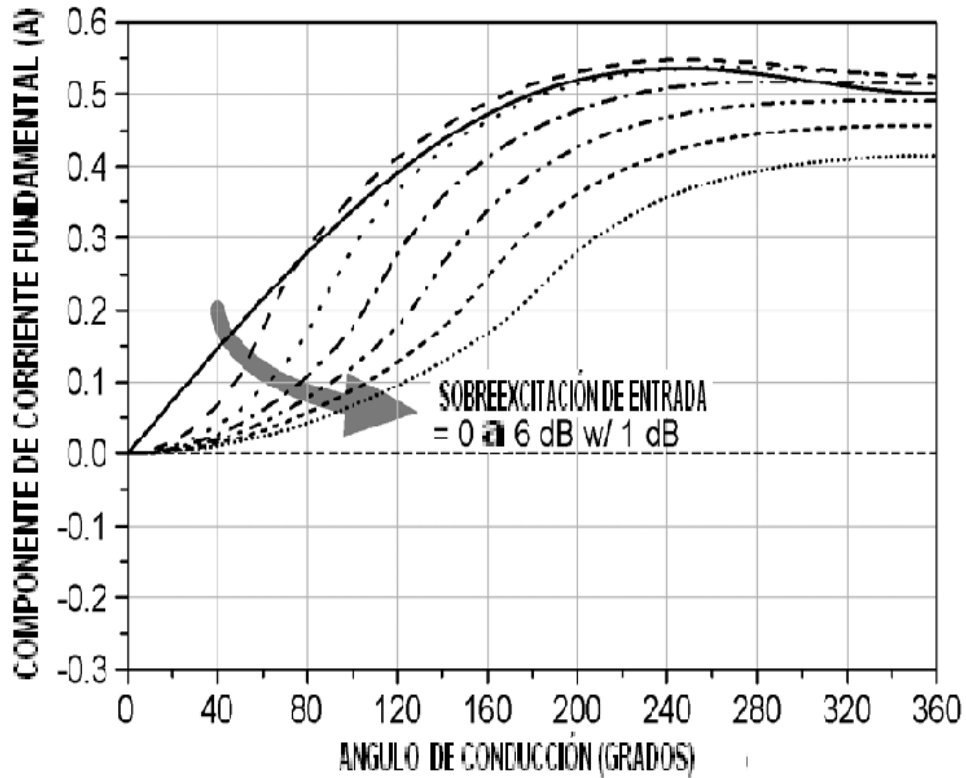


Figura 3.3.1c: Potencia necesaria de sobreexcitación de acuerdo con el ángulo de conducción.

En comparación y basándonos en la figura 3.3.1d. que muestra la relación de impedancia de carga fundamental para los amplificadores F y F^{-1} con respecto al amplificador sintonizado podemos decir que:

Para un ángulo de conducción por encima de 120° el amplificador clase F tiene un voltaje fundamental 1.15 veces superior al del amplificador con carga sintonizada $V_F = 1.15V_{CS}$ mientras que la corriente se mantiene similar en ambos dado que la relación de fase adecuada en los armónicos se puede satisfacer con una sobreexcitación menor que 2dB. Para este nivel de sobreexcitación la corriente fundamental es mantenida casi en su valor máximo como muestra la figura 3.3.1c. Sin embargo por debajo de un ángulo de conducción de 120° la impedancia fundamental de carga comienza a crecer, aunque cabe decir que ángulos menores de 120° no son usados en la práctica por la baja potencia de salida obtenida. Así la impedancia de carga del amplificador clase F puede ser considerada como $R_{opt,F} = 1.15R_{opt,CS}$.

Para el caso del amplificador clase F^{-1} tenemos un voltaje $V_{F^{-1}} = \sqrt{2}V_{CS}$, sin embargo para conseguir la relación de fase adecuada la sobreexcitación ha de ser

más alta que en el caso del clase F como muestra la figura 3.i. Como resultado, para la mayoría de ángulos de conducción la corriente fundamental del clase F⁻¹ es menor que la del amplificador con carga sintonizada y clase F.

A pesar de que la relación ideal de impedancia fundamental para el clase F⁻¹ es del orden de $\sqrt{2}$, la impedancia aumenta significativamente a medida que el ángulo de conducción disminuye, por eso hay que destacar que la forma de onda de corriente bifurcada es adecuada para el amplificador clase F⁻¹ y no para el clase F. Aun así el case F opera cercano a la saturación y el error puede ser pequeño. Además en este modelo no se describe con mucha precisión la característica de saturación de la corriente.

Las figuras 3.3.1d y 3.3.1e describen la potencia de salida y eficiencia de los amplificadores clase F, F⁻¹ y de carga sintonizada.

Dada la menor componente de corriente fundamental en el clase F⁻¹, este produce menor potencia que el clase F o el de carga sintonizada por debajo de 220° de ángulo de conducción, sin embargo posee la mayor componente fundamental de voltaje. Cuando se aumenta el ángulo de conducción el clase F⁻¹, la potencia de entrada requerida disminuye y la componente de corriente fundamental crece rápidamente repercutiendo esto en una potencia de salida mayor como muestra la imagen 3.3.1d.

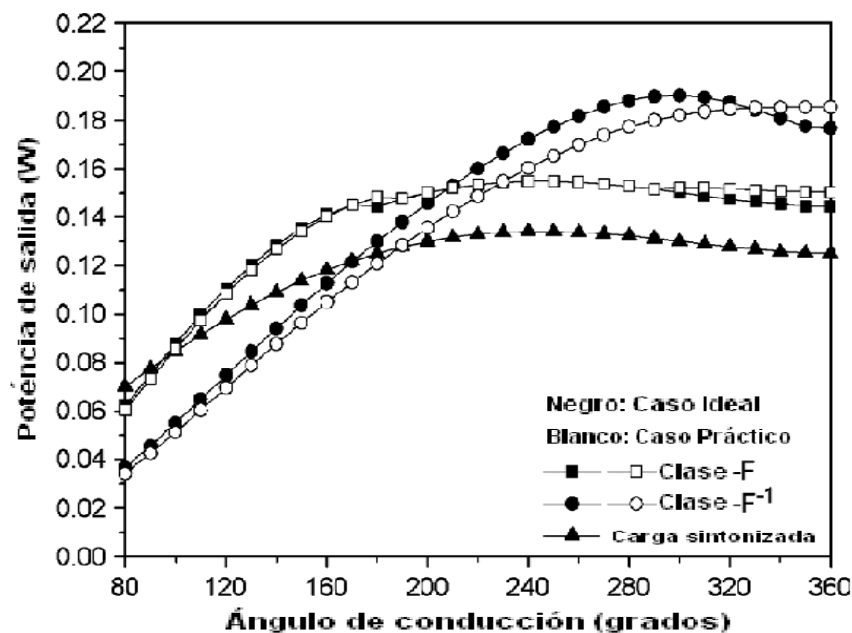


Figura 3.3.1d. Potencia en función del ángulo de conducción.

La figura 3.3.1e. nos muestra la eficiencia de los tres tipos de amplificadores, como el amplificador clase F^{-1} trabaja en una mayor saturación durante todos los ángulos de conducción, la relación entre la corriente fundamental y de DC es menor que en los otros dos casos, sin embargo para la misma polarización que los otros, el clase F^{-1} exhibe un mayor voltaje para la fundamental. Para ángulos menores a 180° la corriente es baja y tanto el clase F^{-1} como F comparten un rendimiento similar. Cuando el ángulo de conducción aumenta, el clase F^{-1} continua muy saturado, pero la corriente fundamental y la relación entre esta y la corriente DC aumenta y el rendimiento mejora considerablemente.

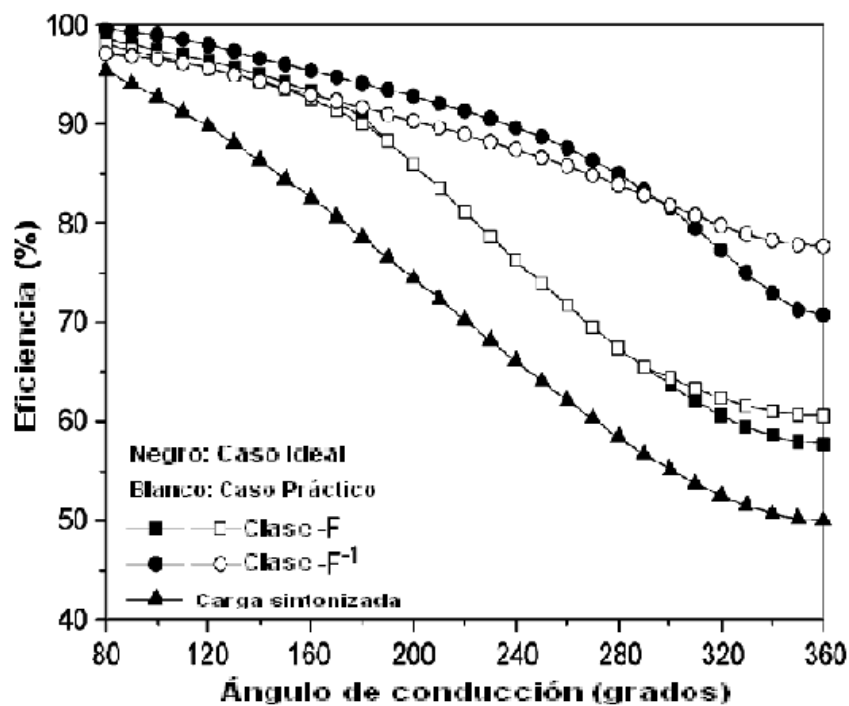


Figura 3.3.1e. Eficiencia en función del ángulo de conducción.

4 Convertidor DC/DC

En este capítulo aunaremos los conceptos de inversor y rectificador a través del principio de dualidad usando el convertidor E^2 como ejemplo. Con ello se pretende introducir un sistema de telealimentación en RF que nos permita recuperar tensión continua a partir de una señal alterna que puede generarse en un oscilador y ser amplificada y mandada por una línea de transmisión o bien incluso de forma inalámbrica y ser convertida en continua en el receptor.

//dibujito

4.1 Principio de dualidad

Nos permite definir nuestro sistema como se dijo en el capítulo 1 en inversor y rectificador. Es un principio especialmente útil en el diseño de convertidores DC/DC en que existen una conversión primero DC/AC, en nuestro caso DC/RF y un rectificado posterior mediante el que recuperamos DC. En esta dualidad con inversión temporal, se cumple que las formas de onda de tensión y corriente de ambos circuitos son versiones reflejadas entre ellos, con dirección opuesta del flujo de energía, idéntico a lo comentado en los amplificadores F , D y sus homólogos F y D inversos. Así para inversor y rectificador la característica importante en cuanto al rendimiento se cumple por tratarse de circuitos duales.

4.2 Convertidor E^2

En este tipo de convertidor tenemos un inversor clase E y su dual, el rectificador clase E, presentamos aquí el convertidor más convencional.

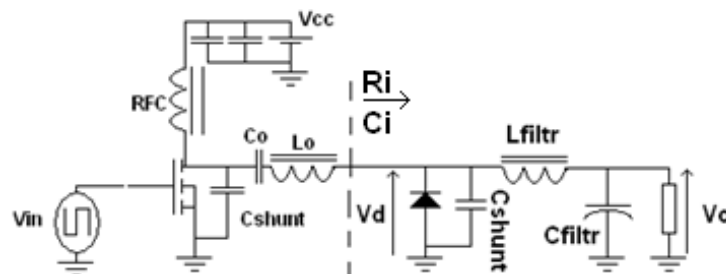


Figura 4.2.2a: Convertidor E^2 .

4.2.1 Inversor clase E

Se trata de un oscilador de control más un amplificador convencional clase E[7], con condensador en derivación entre drenador y surtidor, un circuito resonante Lo-Co y un Choque suficientemente grande como para que el rizado de RF en la alimentación sea despreciable y la corriente de alimentación I_s tenga sólo componente continua. El principio de funcionamiento del amplificador es discutido en la sección 2.2 de esta memoria en profundidad, no obstante aquí se hará especial hincapié en las formas de onda que se producen, a fin de poder compararlas posteriormente con las del rectificador clase E y ver que son la versión invertida de este último como dice el principio de dualidad.

Si el factor e calidad cargado del inversor es suficientemente alto ($Q > 5$), entonces la corriente que circula por el circuito resonante serie Lo-Co es aproximadamente sinusoidal y la corriente que fluye a través de la combinación del interruptor y condensador de salida es una senoide incompleta $I_s - i$. Esta corriente fluye por el interruptor cuando este se cierra o bien por el condensador de salida C_{shunt} cuando se abre. Cuando el interruptor se cierra el voltaje se encuentra prácticamente a 0, cuando se abre la corriente que fluye por C_{shunt} produce que el voltaje oscile a través del condensador y el interruptor. El interruptor conmuta a $f = \omega / 2\pi$. El interruptor se cierra según la señal puerta surtidor cruza el voltaje de umbral del mosfet, y se produce idealmente cuando el voltaje V_{ds} cruza 0, no produciéndose pérdidas al cerrarse el interruptor y reduciéndose el ruido de conmutación. La condición de que el voltaje sea 0 en el momento de cierre del interruptor sólo es posible para resistencias de carga del inversor desde 0 a un valor de R_i óptima. Para este valor de R_i óptima, V_{ds} es 0 así como su pendiente y después del cierre, la corriente por el interruptor aumenta gradualmente desde cero.

Para $0 \leq R_i \leq R_{iopt}$, el voltaje en el cierre del interruptor V_{ds} es 0, su pendiente en este caso es negativa y la corriente presenta un cambio radical negativo. La parte negativa de la corriente en este caso podría fluir por el diodo intrínseco de la unión D-S o por un diodo llamado de libre circulación en paralelo con el interruptor. Esto proporciona el cierre automático del interruptor, el voltaje V_{gs} puede tratar de cerrar el interruptor en el intervalo de tiempo en que la corriente de este es negativa, a este caso se le llama "operación clase E sub-óptima". Para cargas $R_i > R_{iopt}$, la condición de voltaje cero en el momento del

cierre del interruptor no es posible, en este caso el interruptor es cerrado cuando $V_{ds} \neq 0$ y se producen pérdidas en la conmutación reduciendo considerablemente la eficiencia. Además se produce un pico de corriente en el cierre del interruptor que si es lo suficientemente fuerte podría destruir el transistor. Por este motivo nuestro inversor habrá de ser diseñado siempre para trabajar con cargas dentro del margen $0 \leq R_i \leq R_{iopt}$ y nos aseguraremos por lo tanto de que el rectificador que acompañe a nuestro inversor presente una carga dentro de este margen.

4.2.2 Rectificador clase E

La teoría del amplificador clase E de Sokal[2] fue modificada en 1988 y aplicada a rectificadores de alta eficiencia para RF en frecuencias en torno a 1MHz [14],[15].

El rectificador que se pretende explicar está compuesto de un diodo rápido tipo Schottky Barrier, o bien de un interruptor controlado (rectificador síncrono), un condensador en paralelo “Cshunt” con el interruptor y un filtro de segundo orden formado por L_o/C_o .

Si usamos un diodo e invertimos su dirección podremos controlar la polaridad del voltaje obtenido en la salida.

En la siguiente figura vemos el modelo del rectificador, en ella se incluye la posibilidad de usar un diodo o mosfet a modo de interruptor controlado.

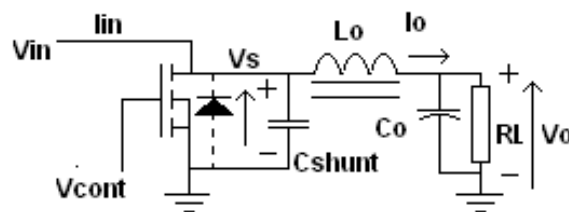


Figura 4.2.2a: Rectificador con diodo en derivación o con interruptor controlado.

Asumimos que la corriente con la que atacamos nuestro rectificador I_{in} es sinusoidal, si la inductancia del filtro de salida L_o es suficientemente alta, la corriente por ella será constante e igual a la componente DC de salida I_o . La corriente que fluye a través de la combinación C_{shunt} /interruptor o C_{shunt} /diodo es $I_o - i$.

Cuando el diodo o el interruptor conduce, $I_o - i$ fluye por el diodo/interruptor, cuando se encuentran en off, la corriente fluye a través de C_{shunt} produciéndose el voltaje V_s . La relación entre el voltaje y la corriente fluyendo por el condensador viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_{cshunt} = C_{shunt} \frac{dV_s}{dt} \quad (1)$$

Dado que la corriente por el condensador C_{shunt} es cero en el instante de “off”, la pendiente del voltaje V_s es también cero. Después, la corriente a través del condensador C_{shunt} es negativa y V_s decrece desde cero. Cuando la corriente del condensador cruza cero, el diodo/interruptor alcanza su voltaje inverso máximo, entonces la corriente por el condensador se vuelve positiva y el voltaje V_s aumenta. En el momento en que el voltaje cruza cero, o bien alcanza en el caso del diodo la tensión umbral, el interruptor se cierra. La pendiente del voltaje V_s es positiva en el cierre del interruptor porque la corriente por C_{shunt} es positiva. Por tanto, el interruptor/diodo pasa a **off** en $\frac{dV_s}{dt} = 0$ y a **on** en el límite de $\frac{dV_s}{dt}$, reduciendo así considerablemente las pérdidas en conmutación y el ruido. La corriente de **C_{shunt}** sufre un cambio rápido por debajo de cero mientras que la del diodo/interruptor lo hace por encima de $I_o - i$. La corriente del diodo sigue $I_o - i$ hasta que esta alcanza 0, entonces pasa a **off**. Dado que la pendiente de la corriente por el diodo/interruptor $\frac{di_s}{dt}$ es baja en el momento del estado **off**, el efecto de recombinación es más reducido.

El ciclo de trabajo “D” del interruptor/diodo depende de $\omega \cdot C_{shunt} \cdot R_L$.

Para un valor fijo de $\omega \cdot C_{shunt}$, D decrece desde su máximo valor a cero según la carga R_L aumenta su valor desde el valor R_{Lmin} a infinito. El valor deseado de D_{max} se puede establecer eligiendo apropiadamente **C_{shunt}** para unos valores dados de R_{Lmin} y frecuencia. Entonces tenemos que **C_{shunt}** controla el rango del ciclo de trabajo D mientras que el filtro **Lo-Co** establece el rizado de AC en el voltaje V_o .

Cabe destacar que los cambios rápidos en la corriente del diodo/interruptor pueden producir oscilaciones parásitas en el lazo interruptor/diodo- C_{shunt} debidas a la inductancia parásita de este lazo.

La ventaja del esquema presentado anteriormente es que la capacidad parasita del mosfet o la capacidad de unión del diodo así como la de la parásita de la bobina **Lo**, quedan absorbidas en **C_{shunt}** . **A continuación analizaremos con más profundidad su funcionamiento.**

El análisis del rectificador es llevado a cabo asumiendo:

1. Que el diodo es ideal, su voltaje umbral es cero, su resistencia en conducción es cero y en abierto infinita. Además su capacidad de unión es linear y absorbida en **Cshunt**, el tiempo de recombinación es cero y no existen inductancias parásitas en **Cshunt** y diodo.
2. El rectificador es atacado con una onda de corriente senoide ideal.
3. El rizado de alterna de la corriente de salida I_o a través del filtro de salida L_o es despreciable.

Las relaciones para el rectificador están derivadas del apéndice y los resultados finales se muestran abajo. El ángulo inicial de fase Φ de la corriente de entrada $I = I_m \cdot \sin(\omega t + \Phi)$ en función del ciclo de trabajo del transistor/diodo puede ser calculado mediante la expresión:

$$\tan\Phi = \frac{1 - \cos 2\pi D}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \quad (2)$$

Si suponemos un ciclo de trabajo del 50% $D=0,5$, entonces $\tan\Phi = 2/\pi$ y $\Phi=32,48^\circ$, en este caso $\sin\Phi = 2/\sqrt{\pi^2 + 4}$ y $\cos\Phi = 2/\sqrt{\pi^2 + 4}$. La relación entre el ciclo de trabajo y los componentes del rectificador es expresada como:

$$\omega C_{shunt} \cdot RL = \frac{1}{2\pi} (1 - \cos(2\pi D) - 2\pi^2(1 - D)^2 + \frac{(2\pi(1-D) + \sin 2\pi D)^2}{1 - \cos 2\pi D}) \quad (3)$$

Si $D=0,5$, entonces $\omega C_{shunt} \cdot RL = \frac{1}{\pi} = 0.318$

La resistencia de entrada R_i del rectificador a la frecuencia de trabajo normalizada con respecto a la resistencia de carga R_L es:

$$\frac{R_i}{R_L} = 2\sin^2\Phi \quad (4)$$

Para $D=0.5$ la relación anterior resulta ser 0.5768.

Existen diversas tablas de síntesis que relacionan frecuencia angular, **Cshunt** y **RL** con **D** así como relación entre $\frac{R_i}{R_L}$ con **D** y a su vez frecuencia angular, **Cshunt** y **RL** en función de $\frac{R_i}{R_L}$. Un ejemplo de este tipo de tablas se encuentra en la figura 3.b.

La resistencia de entrada **Ri** normalizada con respecto a la reactancia del condensador **Cshunt** puede ser obtenida usando (3) y (4):

$$\omega C_{shunt} \cdot RL = (\omega C_{shunt} \cdot RL) \frac{R_i}{R_L} = \frac{\sin^2\Phi}{\pi} ((1 - \cos(2\pi D) - 2\pi^2(1 - D)^2) + \frac{(2\pi(1-D) + \sin 2\pi D)^2}{1 - \cos(2\pi D)}) \quad (5)$$

Para $D=0.5$, $\omega C_{shunt} \cdot R_i = \frac{8}{(\pi(\pi^2+4))} = 0.1836$ y el valor máximo para $\omega C_{shunt} \cdot R_i = 0.2525$ se da para un $D=0.35$ o bien $\omega C_{shunt} \cdot R_L = 1.3253$.

El valor normalizado de **Ri**, $\omega C_{shunt} \cdot R_i$ varía entre cero y 0.2525 a la vez que el valor normalizado de la carga $\omega C_{shunt} \cdot R_L$ varía desde 1.3253 a infinito. De esta manera se puede comprobar que el rectificador clase E actúa como un inversor de impedancias. Una ventaja clara de este tipo de rectificador, sobre todo frente a posibles sobrecargas.

La capacidad de entrada C_i del rectificador normalizada con respecto a C_{shunt} viene dada por:

$$\frac{C_i}{C_{shunt}} = \pi \left(\pi(1-D) + \sin 2\pi D - \frac{1}{4} \sin 4\pi D \cos 2\Phi - \frac{1}{2} \sin 2\Phi \sin^2 2\pi D - 2\pi(1-D) \sin \Phi \sin(2\pi D - \Phi) \right)^{-1} \quad (6)$$

Para $D=0.5$, $\frac{C_i}{C_{shunt}} = \frac{2(\pi^2+4)}{\pi^2-4} = 4.726$

$\frac{C_i}{C_{shunt}}$ decrece desde infinito a 1 a medida que el ciclo de trabajo **D**, decrece desde 1 a 0 o también a medida que la carga **RL** aumenta desde cero a infinito para un valor fijo de ωC_{shunt} . **Cshunt** coincide con **Ci** para un ciclo de trabajo **D=0**, con **RL** infinita. Como la capacidad de entrada C_i decrece con la carga **RL**, entonces la frecuencia de resonancia del tanque C-L del inversor aumenta con **RL** dado que la capacidad total **Co+Ci** disminuye.

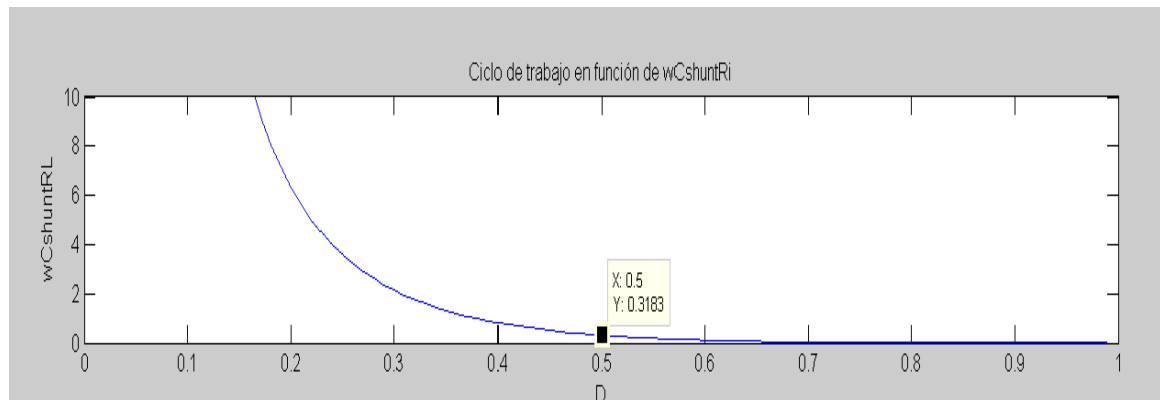


Figura 4.2.2b: Gráfica ejemplo de síntesis para el rectificador.

Hallaremos ahora la función de transferencia de voltaje del convertidor, teniendo en cuenta que la potencia de salida a la fundamental entregada por el inversor al rectificador es:

$$P_i = \frac{V_{rms}(f_o)^2}{R_i} \quad (7)$$

Siendo R_i la resistencia de entrada del rectificador.

La potencia total viene dada de restarle las pérdidas de potencia en el inversor:

$$P_o = P_t = P_i - P_{DC} = P_i - \frac{V_{dc}^2}{R_{dc}} \quad (8)$$

Siendo R_{DC} la resistencia de entrada en continua que presenta el inversor y V_{DC} el voltaje entregado al inversor.

Entonces la función de transferencia de voltaje DC/ac del inversor queda:

$$M_i = \frac{V_{rms}(f_o)}{V_o} = \sqrt{\frac{R_i}{R_{dc}}} \quad (9)$$

La potencia entregada por el rectificador es

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (10)$$

Siendo R_L la resistencia de carga en DC y V_o el voltaje de continua a la salida del rectificador.

Restándole las pérdidas en el rectificador, $P_o = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{V_{rms}(f_o)^2}{R_i}$ y usando (4) en esta expresión obtenemos la función de transferencia del rectificador:

$$M_r = \frac{1}{\sqrt{2} \sin \Phi} \quad (11)$$

Podemos escribir incluyendo el rendimiento del convertidor la función de transferencia total de este como producto de M_i y M_r :

$$M = \frac{V_o}{V_{dc}} = \sqrt{\eta \frac{R_i \cdot R_L}{R_{dc} \cdot R_i}} = \sqrt{\eta} M_i \cdot M_r \quad (9)$$

4.3 Rectificador clase F

La teoría sobre el funcionamiento de la rectificación en clase F ha sido menos extensamente desarrollada que la del anterior sistema clase E convencional sobre todo cuando hablamos de rectificadores en la banda de microondas. El aspecto crítico sobre el comportamiento del rectificador clase F es el recortamiento de la onda conseguido por la apropiada terminación de los armónicos. Armónicos pares son terminados en cortocircuito e impares en circuito abierto por medio de trampas resonantes hechas en microstrip o con

elementos concentrados dependiendo de la frecuencia. De esta forma conseguimos una onda casi cuadrada en práctica para el voltaje del conmutador.

La impedancia a la fundamental en el caso de un amplificador clase F como los vistos en el capítulo 3 se diseña para la máxima transferencia de potencia. Se ha demostrado que se puede usar una impedancia real a la frecuencia fundamental de $2V_{ds}/I_{ds}$ (en el caso de un mosfet incluso en saturación). Si bien es cierto que al igual que ocurre con el clase E, para conseguir hallar la impedancia óptima se suele recurrir a técnicas de simulación no lineales mejor que a las aproximaciones de primer orden.

4.4 Rectificadores clase E inverso y F inverso

Los menos comunes rectificadores clase E y F inversos, son definidos por sus terminaciones armónicas opuestas en fase a las de sus homólogos

La principal diferencia entre el rectificador clase E visto en detalle en la anterior sección y el rectificador clase E inverso es que los armónicos son terminados en cortocircuito, en la práctica al menos los dos o tres primeros. Las formas de onda de ambos rectificadores no se parecen, el rectificador clase E inverso no emplea la filosofía de descargar el condensador paralelo al interruptor antes de que este se cierre.

Al igual que ocurría con el amplificador F^{-1} visto en el capítulo 3 y el rectificador clase E^{-1} , es posible invertir las terminaciones armónicas de un F convencional, esto es: Los armónicos impares ahora quedan cortocircuitados y los armónicos pares son circuitos abiertos. Tanto para el clase F convencional y su inverso no existen reglas de diseño estrictas en cuanto a la impedancia óptima de DC y de la fundamental.

La razón por la que se tienen en cuenta estos dos tipos de rectificadores se debe a que el clase E inverso o E^{-1} presenta un menor periodo de conducción y a su vez el clase F inverso o F^{-1} presenta una forma de onda de corriente cuadrada. Cada caso puede presentar ventajas y desventajas dependiendo de la potencia entregada de RF, el diodo, y o de la resistencia de carga.

4.4.1 Comparación de las formas de onda de los rectificadores E⁻¹ y F⁻¹

Para dar a entender las ventajas e inconvenientes de estos modelos podemos usar un ejemplo de un rectificador simulado con ADS, en el cual se ha empleado un rectificador idealizado, con un diodo cuya curva IV corresponde con la ecuación exponencial:

$$I(V) = I_s(e^{\frac{V}{kTq}} - 1) \quad (1)$$

El modelo incluye la anterior resistencia no lineal en paralelo con la capacidad de unión del diodo.

En la siguiente imagen tenemos las formas de onda del diodo simulado a 1GHz adaptado para el mayor rendimiento, sin terminaciones armónicas expuestas en 4.4:

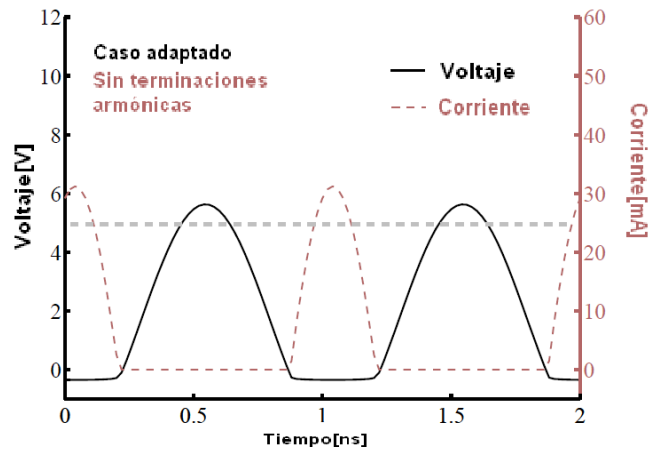
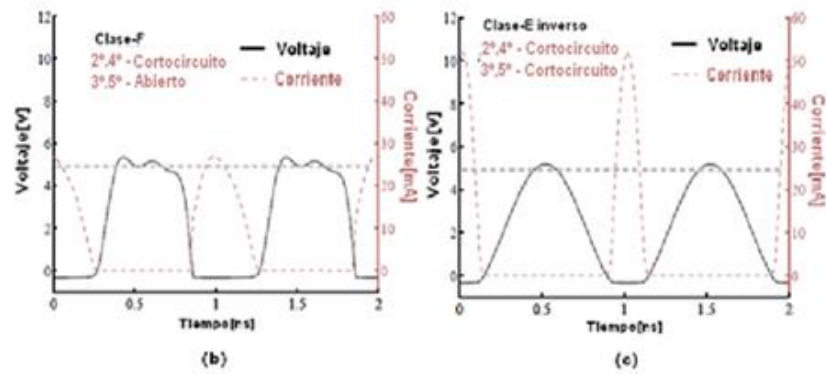


Figura 4.4.1a: Formas de onda del diodo sin terminaciones armónicas adicionales.

En la figura 4.4.1b podemos observar como la forma cuadrada de la onda de tensión en clase F se mantiene el voltaje en la región inversa del diodo por debajo de unos 5v. Al mismo tiempo la corriente total y el pico de corriente se mantienen por debajo de 30mA. La forma de tensión del clase E inverso en la figura 4.4.1c muestra un menor ángulo de conducción y un pico de corriente mayor, de unos 50mA, en este caso las pérdidas instantáneas por I^2R_s son mayores por este pico, pero comparables a las pérdidas energéticas en clase F, $I^2R_s \cdot dt$ dado que el ciclo de trabajo de la corriente es menor. La ventaja del clase E inverso está en el menor pico de tensión.

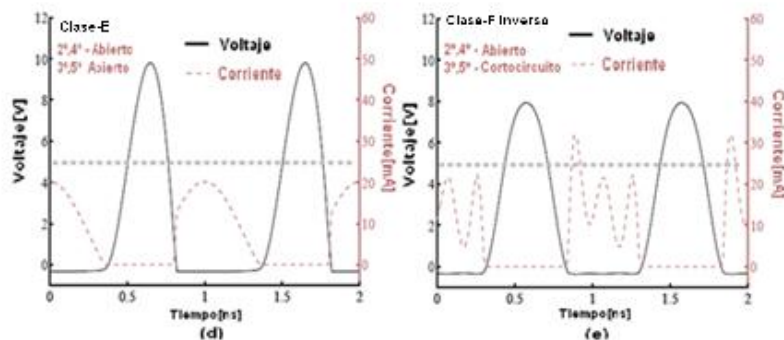


Figuras 4.4.1b,c: Formas de onda del diodo con terminaciones armonicas, clase F (b) y E inverso (c).

La figura 4.4.1d nos muestra la ya conocida y comentada onda característica de un amplificador clase E, comentado en 3.2, pero con inversión temporal, como se explicó que ocurre con el circuito dual al inversor que es el

rectificador clase E en este caso. El voltaje en este rectificador es muy elevado, por otro lado la corriente total es baja. Similarmente en el amplificador F inverso de la figura 4.4.1e, la corriente se aproxima a una onda cuadrada; en este caso han sido usados 4 armónicos. La pérdida total de energía $I^2 R_s \cdot dt$, es baja comparada con el clase F y E inverso, sin embargo al igual que en el clase E el pico de tensión es elevado.

Las formas de onda de tensión y corriente son una consecuencia directa de las terminaciones armónicas. El clase E además incorpora las ya dichas condiciones rigurosas de funcionamiento estudiadas tanto para el amplificador como para su dual el rectificador.



Figuras 4.4.1d,e: Formas de onda del diodo con terminaciones, clase E (d) y F inverso (e).

Podemos decir que para un diodo más realista con un voltaje inverso de ruptura bajo y una resistencia serie elevada, la topología clase F es la más indicada. Sin embargo si trabajamos con una potencia de RF baja de forma que los picos de voltaje sean menores al voltaje inverso crítico de nuestro diodo podemos trabajar en clase E o clase F inversa y a medida que la potencia de RF disminuye la eficiencia de los modelos expuestos tiende a ser igual.

La siguiente tabla nos da una idea de la elección más apropiada según el diodo escogido.

	alta R_s	baja R_s
baja V_{rB}	clase-F	clase-Ei
alta V_{rB}	clase-E	clase-Fi

5 Sistema propuesto

5.1 Amplificador/inversor

Como se dijo en el capítulo dos y referenciando al concepto de inversor [7], Entendemos el inversor en sentido estricto como Oscilador mas amplificador, este inversor se compone de un amplificador clase E convencional al que se le alimenta con un oscilador, seguido de un driver que adecua la señal para atacar la puerta del mosfet y que este conmute.

Las ecuaciones de diseño de este amplificador son las expuestas en el apartado 3.2, [2].

Se diseñará para entregar una potencia mínima de 8W (39dBm) sobre 50 Ω , se utilizará parte de la bobina del amplificador para construir una red en L que

transforme la impedancia necesaria para el funcionamiento en clase E en los 50 Ω de terminación.

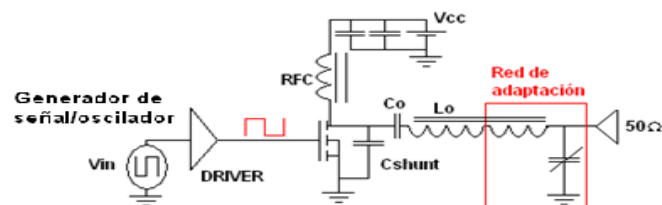


Figura 5.1a Inversor clase E propuesto.

Usando las ecuaciones de diseño de 3.2 para un factor de calidad $Q=3$ y para el modelo de IRF510 de International Rectifier tenemos:

- $I_o=0.3333$
- $Z_{claseE}=41.529\Omega$
- $C_{shunt}=140,7pF$, que descontando los $80pF$ que indica el fabricante se quedan en $60,7pF$.
- $L_{extra}=1.524uH$.
- $L_{res}=3.965uH$
- $C_{res}=255.4pF$

Ahora sólo nos falta calcular la red de adaptación en L que nos permitirá pasar de los 41.529Ω a los 50Ω del puerto de salida:

$$C_{match} = \frac{1}{\omega Z_o} \sqrt{\frac{Z_o}{Z_{claseE}} - 1} \quad (1)$$

$$L_{match} = C_{match} * Z_o * Z_{claseE} \quad (2)$$

- $C_{match}=287.5pF$
- $L_{match}=597nH$

Teniendo en cuenta que la misma bobina engloba todas las bobinas propias del clase E y de la red en L eso nos da una Bobina total de

- $L_{total}=L_{match}+L_{res}+L_{extra}=5.489uH$.

En el siguiente capítulo se ajustarán estos valores de forma fina para conseguir un resultado óptimo.

Para atacar al mosfet usaremos un driver ADP3624 [17] de la casa Analog especialmente diseñado para aplicaciones de conmutación en que se requieren tiempos de subida y bajada rápidos y que nos permitirá atacar la alta impedancia de entrada del mosfet de forma sencilla y sin uso de transformadores u otras redes de adaptación. Funciona con un voltaje de alimentación desde $4.5V$ a $18V$

Además disponer de un rango de voltaje amplio de alimentación que nos permitirá controlar la señal de ataque del mosfet incorpora un detector de sobre-temperatura.

El driver es capaz de controlar dos mosfets, en nuestro caso usaremos cualquiera de las dos salidas y entradas.

La señal de entrada para el mosfet que proporciona un mejor resultado es del orden de 3Vpp con una alimentación de 6V en Vdd.

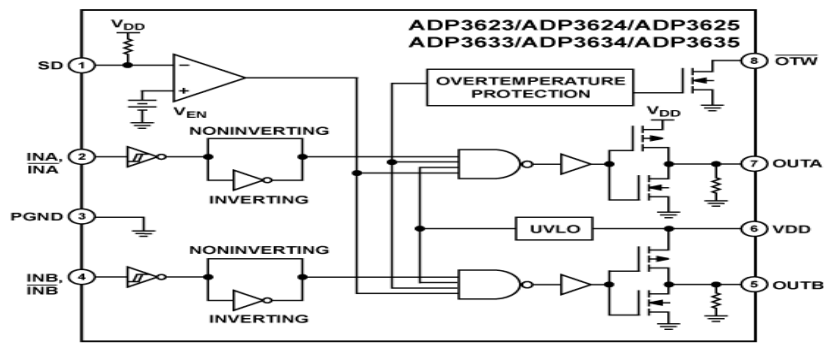


Figura 5.1b Driver del mosfet propuesto.

5.2 Rectificadores propuestos

5.2.1 Rectificador a diodo

El primer esquema empleado se basa en un rectificador a diodo trabajando en clase F⁻¹ cuyos principios son explicados en la sección 4.4, en la siguiente imagen vemos un pequeño esquema del rectificador propuesto:

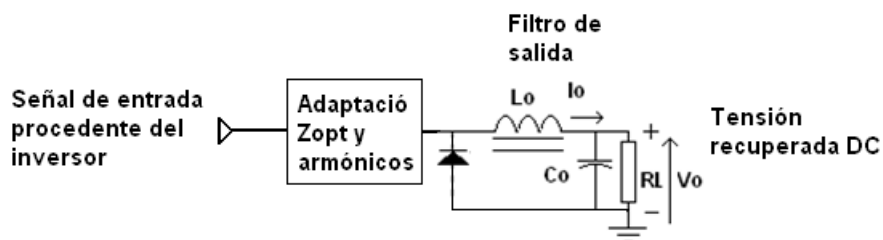


Figura 5.2a Esquema del sistema rectificador a diodo.

En el esquema podemos observar la red que además de adaptar la impedancia que proporciona el mejor rendimiento, esto es, potencia de continua sobre la carga, se encarga de terminar los armónicos impares propios de la topología clase F-1, la forma de hallar esta impedancia será mediante simulación y se detallará en la sección 6.2.1

5.2.2 Rectificador con amplificador realimentado

El segundo sistema propuesto en este punto es un rectificador síncrono formado por un mosfet que conmuta la señal de potencia procedente del inversor.

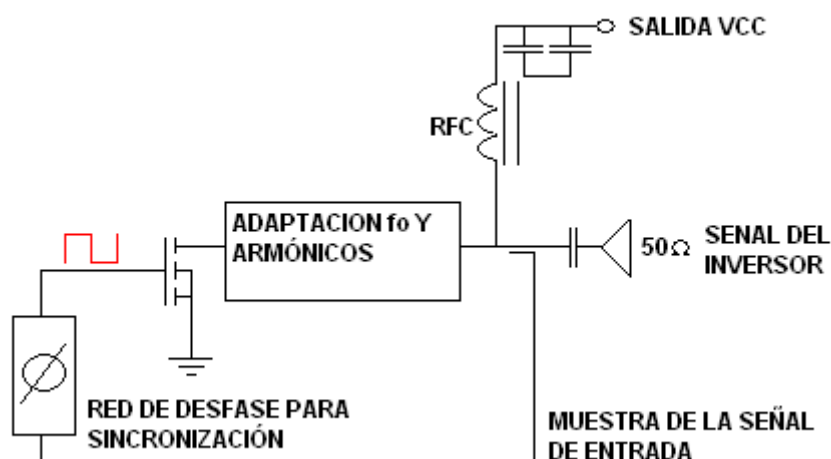


Figura 5.2.2a Rectificador propuesto.

Podemos estudiar el rectificador propuesto analizándolo de dos formas diferentes: Como un mezclador o también de forma clásica en potencia, como un rectificador síncrono. A continuación describimos ambas opciones.

1. Mezclador

Aunque en electrónica de RF se suele aplicar el término mezclador a un dispositivo no lineal que recibe dos tonos diferentes como entradas y que en su salida separamos lo que llamamos frecuencia intermedia o "FI", podemos considerar en este caso el mosfet como un mezclador, que muestrea, o mejor dicho, puertea la señal de entrada a la misma frecuencia de esta. En un caso típico de mezclador a conmutación para un receptor superheterodino o infra heterodino lo que tendríamos sería una señal de RF y un oscilador local LO situado a $RF \pm FI$. El oscilador local muestrea la señal de RF a la velocidad de su frecuencia angular obteniéndose en su salida, además de armónicos, productos de intermodulación de los que se suele seleccionar con un filtro paso banda la resta de las señales de RF y LO, a esta señal resta la llamamos convencionalmente frecuencia intermedia.

A continuación vemos un ejemplo de un mezclador a conmutación el que el dispositivo que hace las veces de interruptor es un diodo o bien un transistor.

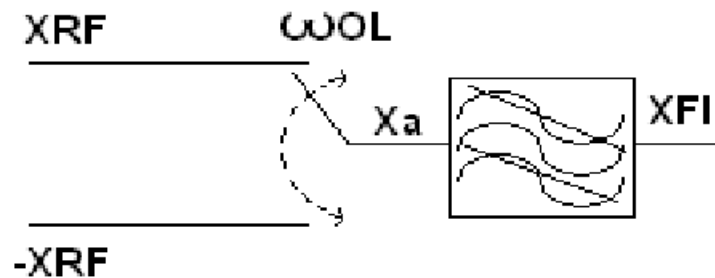


Figura 5.2.2b Diagrama general de un mezclador a conmutación.

Como vemos el conmutador conecta con X_{RF} y $-X_{RF}$ alternativamente a la frecuencia del oscilador local OL

Se define la función signo de $\cos(\omega_{OL}t)$, $\text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$, como una función que toma los valores ± 1 según que la función $\cos(\omega_{OL}t)$ sea positiva o negativa. Podemos ver esta función en la figura 5.2.2c.

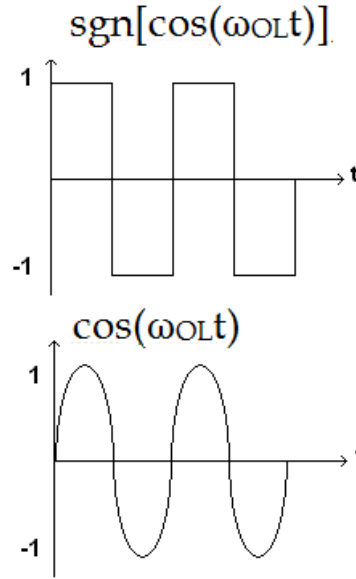


Figura 5.2.2c Representación de las señales $\cos(\omega_{OL}t)$ y $\text{sign}[\cos(\omega_{OL}t)]$.

La señal justamente detrás del conmutador valdrá:

$$Xa = XRF \cdot \text{sign}[\cos(\omega_{OL}t)] \quad (1)$$

Como la función $\text{sign}[\cos(\omega_{OL}t)]$ es periódica se puede desarrollar en serie de Fourier como:

$$\text{sign}[\cos(\omega_{OL}t)] = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{OL}t]}{(2n+1)} \quad (2)$$

$$Xa = XRF \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{OL}t]}{(2n+1)} \quad (3)$$

$$Xa = g(t) \cos(\omega_{RF}t) \frac{4}{\pi} [\cos(\omega_{OL}t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{OL}t) + \dots] \quad (4)$$

$$Xa = \frac{2}{\pi} g(t) [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \dots] \quad (5)$$

Una vez pasado el filtro paso banda se obtiene la FI.

Un apunte importante en mezcladores es la aparición en la salida Xa de las señales de RF y oscilador local, en este caso vemos que tras el conmutador no hay términos en RF ni LO, por tanto hablamos de un mezclador equilibrado doblemente.

En nuestro caso la propia señal de entrada es la señal de conmutación y nuestro transistor actuará como interruptor durante los ciclos positivos de la señal de entrada, conmutando entre XRF y tierra.

Lo que tenemos entonces es, en el caso más simple, un seno rectificado en media onda:

$$Xa = \begin{cases} A \sin(\omega_{OL}t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & -T \leq t \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

Los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier vienen dados por:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{A}{\pi}; \quad a_n = (-1)^{(n+1)} \frac{2A}{\pi(n^2-1)} \text{ con } n \text{ par}; \quad b_1 = \frac{A}{2}; \quad b_2 = b_3 = \dots = 0; \quad (7)$$

Y el desarrollo en serie de Fourier podemos evaluarlo entonces como:

$$Xa = \frac{A}{\pi} + \frac{A}{2} \sin(\omega_{OL}) - \frac{2A}{\pi} \left[\frac{1}{1.3} \sin(2\omega_{OL}) + \frac{1}{3.5} \sin(4\omega_{OL}) + \frac{1}{5.7} \sin(6\omega_{OL}) + \dots \right] \quad (8)$$

En nuestro caso la señal que muestrea es la misma que la muestreada $X_{RF}=X_{LO}$, por tanto no hay sumas o restas de la señal como en un mezclador convencional, podría decirse que se trata más bien de un simple multiplicador en el que a la salida aparecen la componente fundamental con un factor $\frac{1}{2}$ de escala, armónicos pares y una componente continua o valor medio la cual nos da una idea de la potencia en continua que podremos obtener en la salida de continua. Con un solo diodo o transistor recuperamos solo medio ciclo, mientras que si rectificásemos completamente la onda mediante dos interruptores, además de desaparecer el término en ω_{OL} obtendríamos antes de pasar por el filtro compuesto por el choque y los condensadores asociados de salida un nivel dos veces mayor de continua que en el caso anterior y por tanto un rendimiento aproximadamente dos veces mayor.

2. Rectificador síncrono

Hemos basado la explicación del circuito como mezclador en el apartado anterior empleando expresiones simples de la señal en el interruptor idealizado, que nos permiten obtener el desarrollo en serie de Fourier de esta, comparando un mezclador a conmutación con lo que en nuestro caso sería un simple multiplicador en el que las señales de RF y OL coinciden. Sin embargo la manera más habitual de entender en electrónica de potencia este circuito es la de “rectificador síncrono”. Nuestro sistema se basa en un rectificador clase E inverso comentado en el capítulo 4 en el que usamos un transistor mosfet a modo de interruptor. En nuestro sistema usamos parte de la propia señal de entrada para controlar la conmutación. Para lograr la mayor eficiencia posible, además de cumplir con las consideraciones propias de un rectificador clase E inverso, la rectificación ha de ser síncrona, esto es la señal ha de conmutar en el momento en el que se producen los ciclos positivos y este es el motivo de la red de desfase

por la que pasa la señal de control. Además es importante ajustar el acoplamiento de la señal de entrada al lazo de realimentación donde se encuentra la red de desfase, de forma que con una mínima cantidad de esta señal podamos hacer que el mosfet conmute. Esto se traduce en unas menores pérdidas en el lazo y un mayor rendimiento final.

Al igual que en el esquema con un diodo presentado en 5.2.1, las impedancias óptimas y redes diseñadas se simulan en 6.2.2.

6 Simulación construcción y medidas obtenidas

La parte hardware se compondrá de dos placas separadas, una de ellas será el inversor y otra el rectificador.

El motivo de construir el convertidor en dos partes separadas es la posibilidad de probar ambos sistemas bajo distintas condiciones sin alterarlos entre si y ajustarlos. Utilizaremos para todo ello terminaciones de 50Ω que nos permiten usar los equipos de medida en RF y cables de interconexión habituales en el laboratorio de radio.

Tanto en inversor como en rectificador se hizo un preset de cada componente sintonizable como bobinas y condensadores ajustables antes de ser montado en las pcb's. Estos presets fueron hechos mediante la medida del S11 con ayuda del analizador de redes vectorial en Carta de Smith. Los componentes eran soldados provisionalmente a un conector sma que se conectaba al puerto 1 y las inductancias y capacidades obtenidas se medían a la frecuencia de interés según el lugar de empleo del componente dentro del inversor y o rectificador.

6.1 Simulación del inversor clase E

Una vez calculados los valores de los componentes en la sección 5.1 introducimos el circuito en AWR microwave office para simularlo y optimizarlo utilizando el modelo spice del transistor IRF510 de International Rectifier.

Se harán dos simulaciones diferentes del rectificador:

Primero un modelo ideal con componentes sin pérdidas y después un modelo en el que añadiremos componentes modelados por fabricantes con pérdidas y parásitos. Una vez hechas las dos, se compararán los resultados de los dos modelos.

La placa que se pretende usar es una FR4 convencional de fibra de vidrio, los factores como la permitividad efectiva o la tangente de pérdidas no serán de gran importancia a la frecuencia de trabajo.

La siguiente figura muestra el esquema ideal con los valores de los componentes sin ajustar:

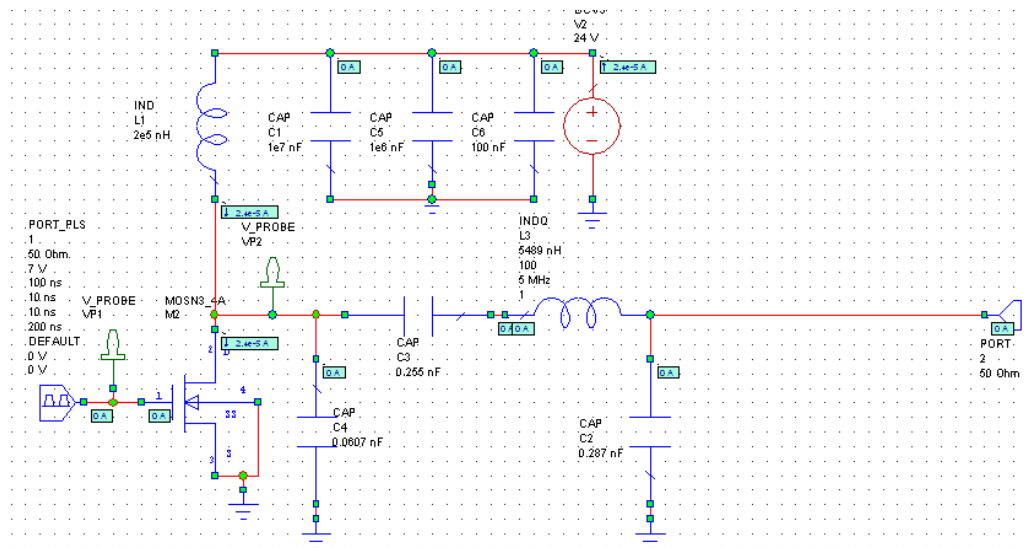


Figura 6.1a: Inversor clase E ideal.

Obteniéndose las siguientes formas de onda de tensión y corriente de drenador:

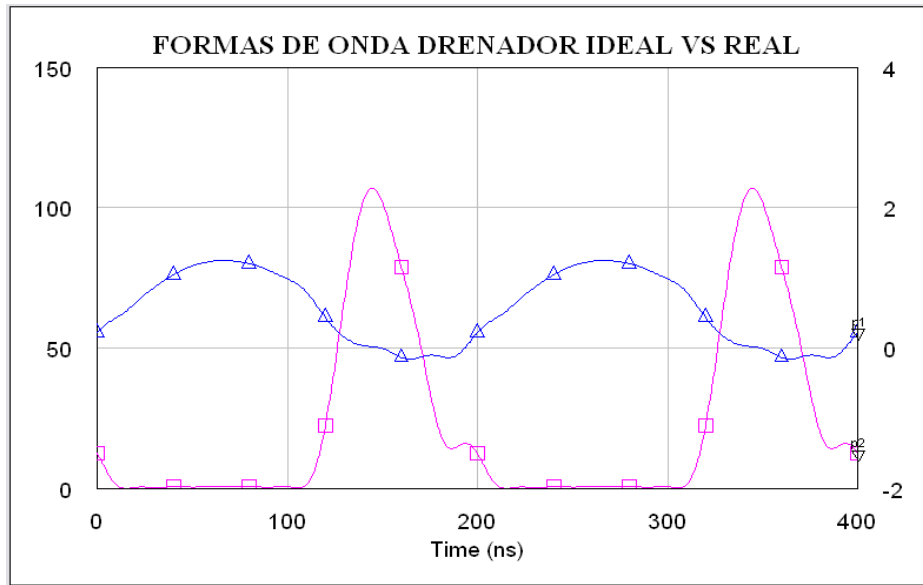


Figura 6.1b: Formas de onda en drenador del inversor ideal.

Y obteniéndose la siguiente PAE y espectro de potencia de salida:

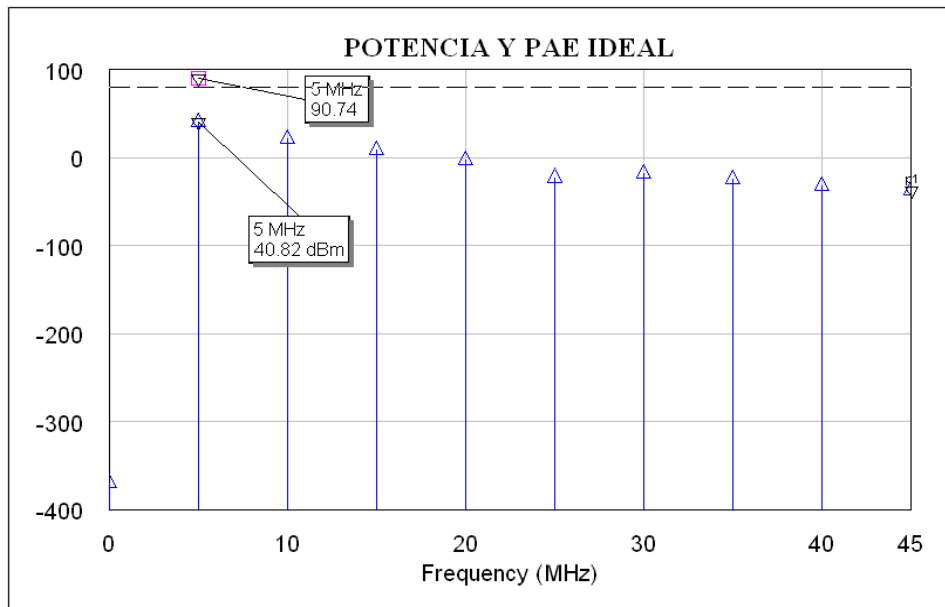


Figura 6.1c: Espectro de potencia y PAE del inversor ideal.

La forma de onda de tensión y corriente sugiere un ajuste de los valores de los componentes, especialmente los valores de la bobina y de Cres. Esto se hizo tanto manualmente como con ayuda de la herramienta de optimización que varió los valores de ambos componentes buscando el mayor rendimiento posible.

En las siguientes imágenes podemos ver el circuito ideal final con los valores ajustados y la forma de onda resultante.

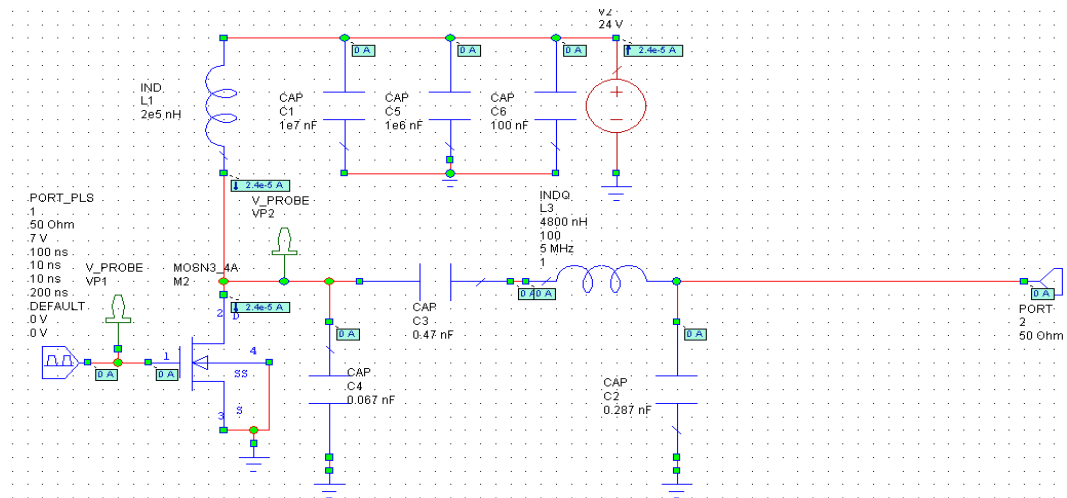


Figura 6.1d: Esquema ideal con valores ajustados.

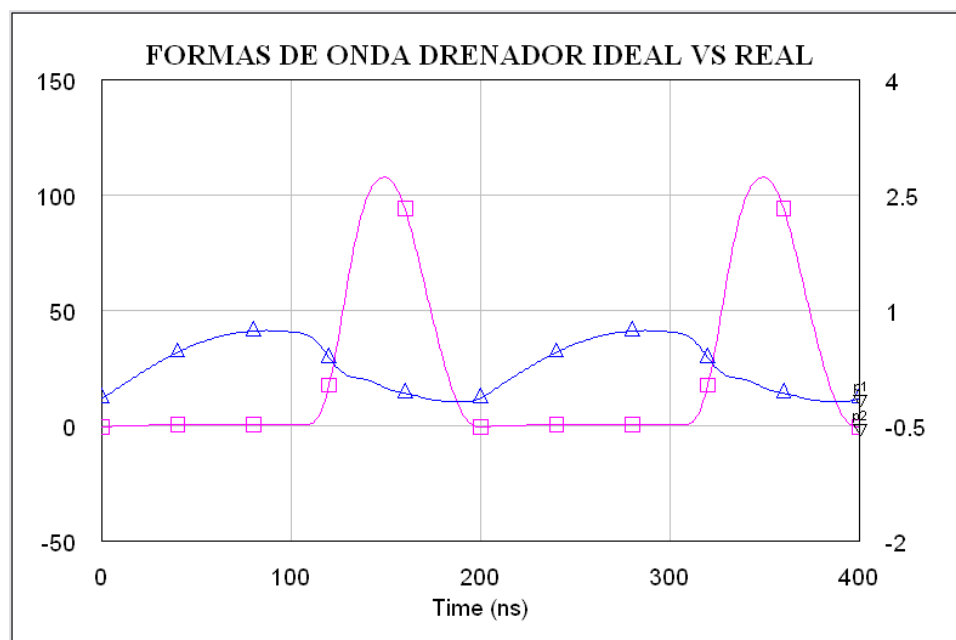


Figura 6.1e: Forma de onda tras los ajustes.

La forma de onda de la figura 6.1e se acerca mucho más a la característica del clase E [2].

Vemos ahora en la siguiente figura como la potencia ha descendido en pro del rendimiento, la potencia del siguiente armónico es de unos 200mW.

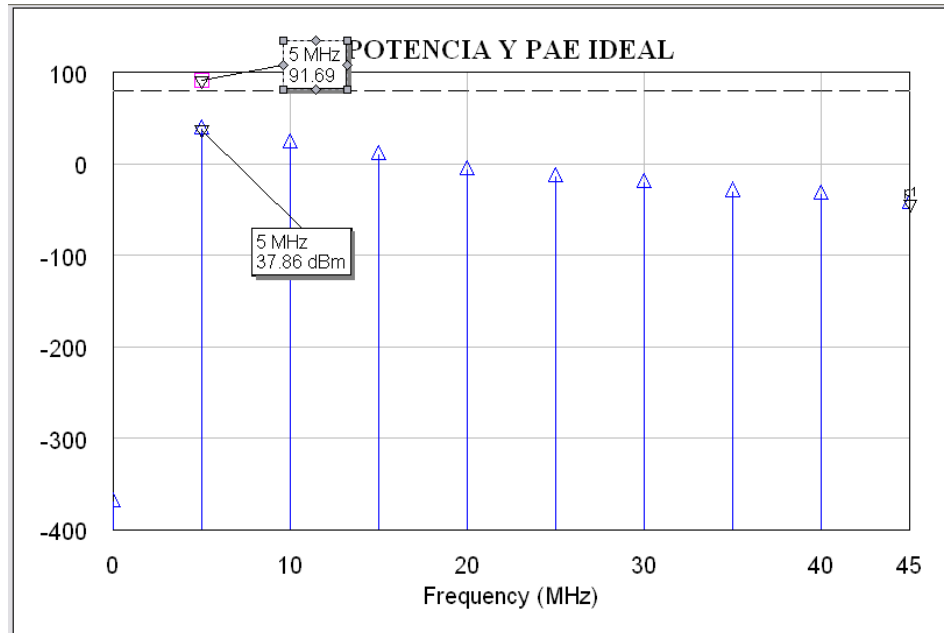


Figura 6.1f: Espectro de potencia y PAE del inversor ideal ajustado.

Procedemos ahora a realizar la simulación del inversor real, usaremos condensadores de la casa Murata ATC desde 200V y un inductor de alto Q de la casa Coilcraft.

En la siguiente imagen vemos el esquema del inversor real, los valores de los componentes se aproximan lo más posible al valor de los componentes ajustados del inversor ideal.

La entrada corresponde a la señal procedente del inversor. La huella del inversor y las conexiones de los puertos de entrada y salida se encuentran en el layout mostrado en el apartado 6.3.1.

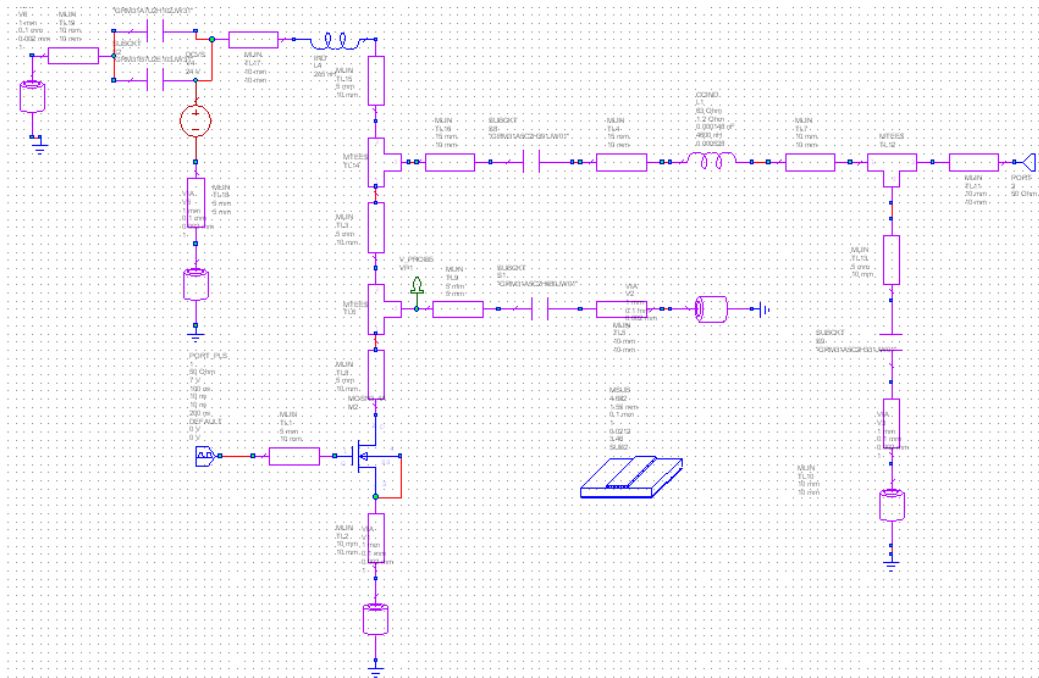


Figura 6.1g: Esquema del inversor real.

Las siguientes figuras muestran las formas de ondas de ambos modelos ideal (rosa y azul) y real (rojo y marrón) comparadas, se puede ver que son muy similares, las variaciones más importantes se deben a las pérdidas intrínsecas de los componentes, la tolerancia de estos y la diferencia con los valores comerciales.

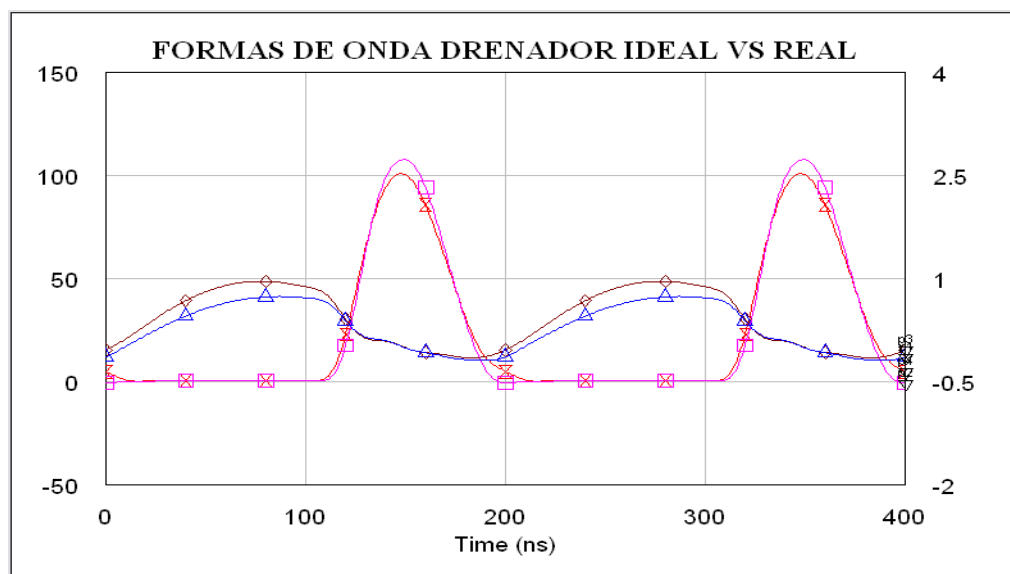


Figura 6.1h: Comparación de las formas de onda de ambos modelos.

Por último, dejando los valores de los condensadores fijos, se ha optimizado el valor de la bobina que se pretende que sea variable para obtener el mejor resultado de potencia y rendimiento.

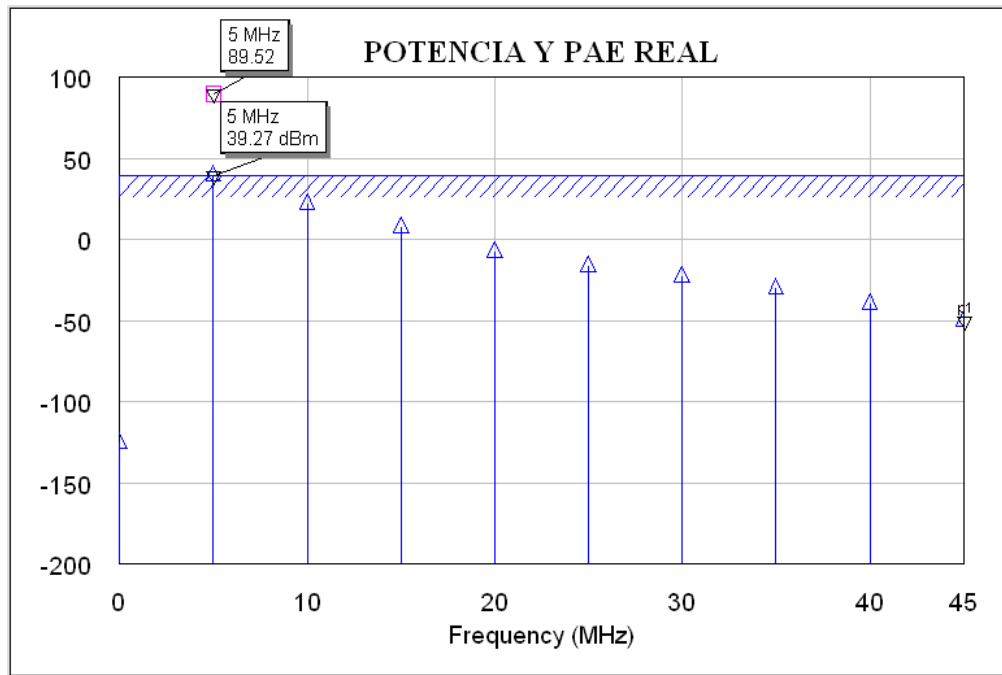


Figura 6.1i: Espectro de potencia y PAE del inversor real ajustado.

Nótese la influencia del factor de calidad de los componentes en el rendimiento total.

6.2 Simulación del rectificador

Las simulaciones de los diseños de los dos rectificadores propuestos se presentan a continuación.

6.2.1 Rectificador a diodo

Se trata de un rectificador a diodo como los expuestos en el capítulo 4, se elige un diodo Schottky Barrier MBRS360T3G de 60V y 3A, para funcionar como un rectificador clase F-1, terminando al menos el 3º y 5º armónico y adaptando mediante load pull el diodo para la máxima eficiencia posible.

Para realizar el load pull usamos la herramienta load pull wizard proporcionada por AWR. Con esta herramienta simulamos un banco “load pull” con el que buscamos un objetivo, por ejemplo máxima PAE, máxima potencia de salida, ganancia etc... Necesitamos añadir al circuito unos elementos llamados “HB tuners” cuya función es presentar en su puerto de entrada diferentes coeficientes de reflexión a la frecuencia fundamental y hasta los dos primeros armónicos. Durante la simulación la herramienta load pull wizard varía sistemáticamente el modulo y fase del coeficiente de reflexión del tuner barriendo por puntos la carta de Smith, dependiendo del grado de resolución deseado simularemos con mayor o menor número de puntos. Cada punto representa una impedancia presentada en el puerto de entrada del tuner [A], a la fundamental o a los armónicos dependiendo de la opción de simulación, para cada impedancia se realiza una simulación y se representará finalmente en la carta de Smith el resultado en forma de contornos de ganancia, PAE, potencia total constante y el punto en el que se dé el mejor o peor caso.

En el caso del rectificador es importante sobretodo el load pull de la impedancia de entrada, también llamado source pull.

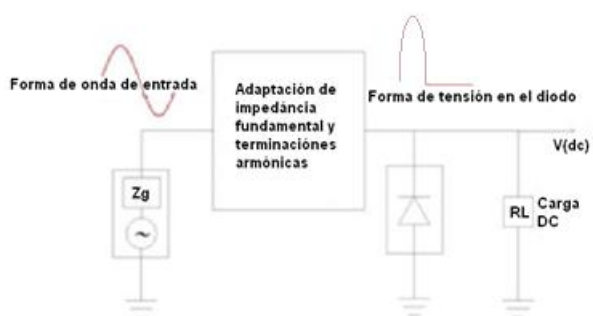


Figura 6.2.1a: Esquema básico del rectificador y formas de onda.

En la siguiente figura vemos el esquema del rectificador con las trampas armónicas para 15, 25 y 35MHz, la impedancia óptima es obtenida en presencia de las trampas armónicas.

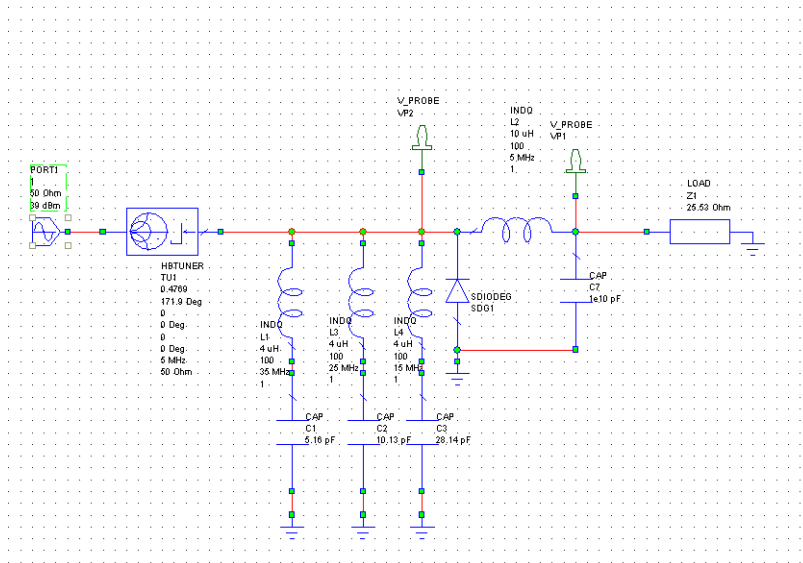


Figura 6.2.1b: Rectificador con el tuner para hacer el load pull de la entrada (source pull).

La carga que proporciona mayor potencia en la salida es de unos 25Ω y la impedancia óptima se representa en la figura 6.2.1c.

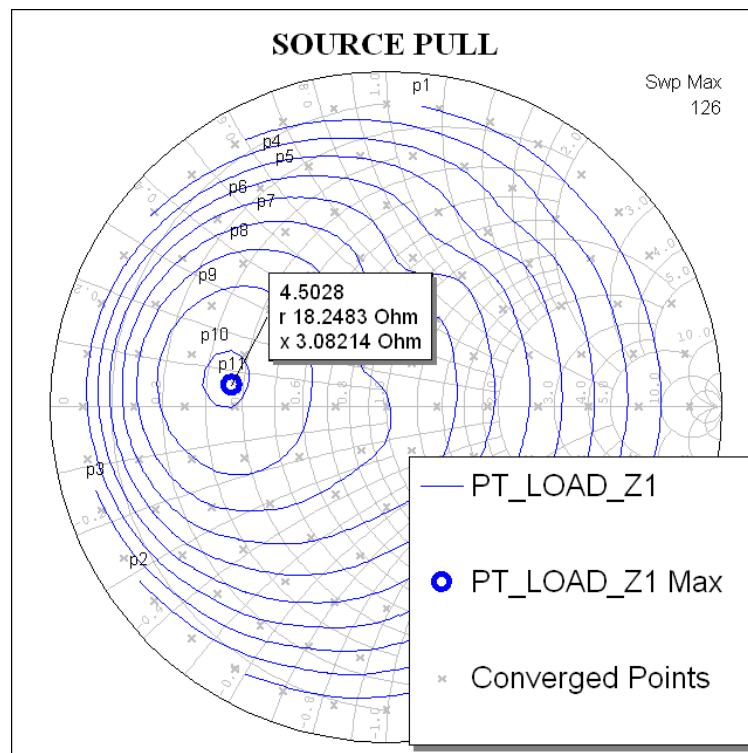


Figura 6.2.1c: Impedancia óptima.

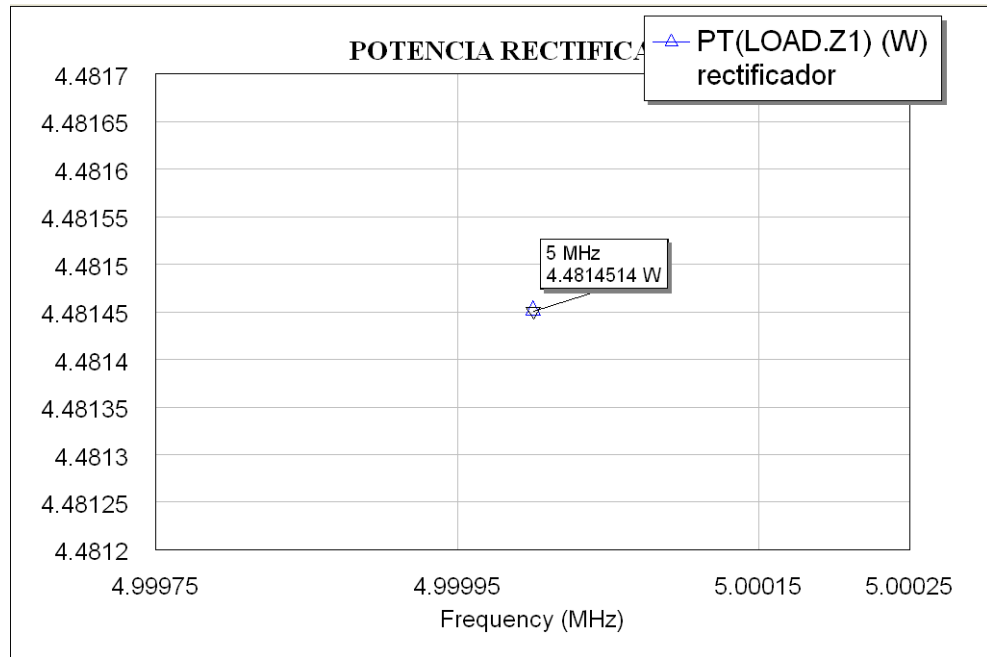


Figura 6.2.1d: Potencia de de salida.

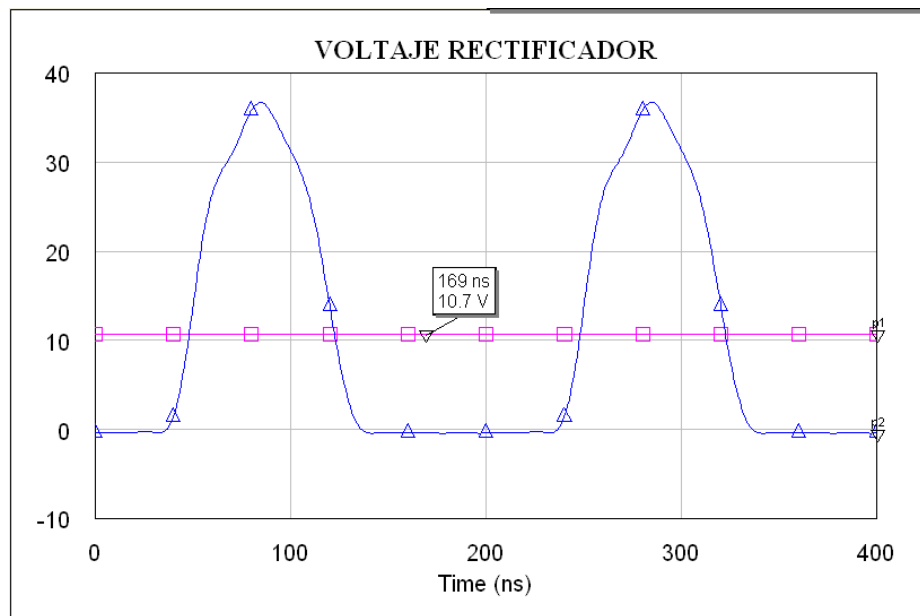


Figura 6.2.1e: Voltajes del diodo (azul) y en la carga (rosa).

En la figura 6.2.1f tenemos inversor y rectificador conectados a través de una línea de transmisión que podría ser un cable coaxial de cierta longitud como en un típico sistema de telealimentación.

La adaptación de Zóptima a los 50Ω de salida del inversor y de la línea de transmisión se consigue mediante la red en L situada en la entrada del

rectificador, formada por una bobina serie de 668nH y un condensador en paralelo de 839pF.

Al contrario que en el rectificador síncrono que se verá en la sección 6.2.2, en el que existían problemas en cuanto a la convergencia de la simulación con balance armónico a la hora de simular el sistema entero, aquí hemos podido simular el circuito completo de inversor mas rectificador, es decir todo el convertidor DC/DC lo cual es una ventaja en cuanto a los resultados que pueden esperarse en la práctica.

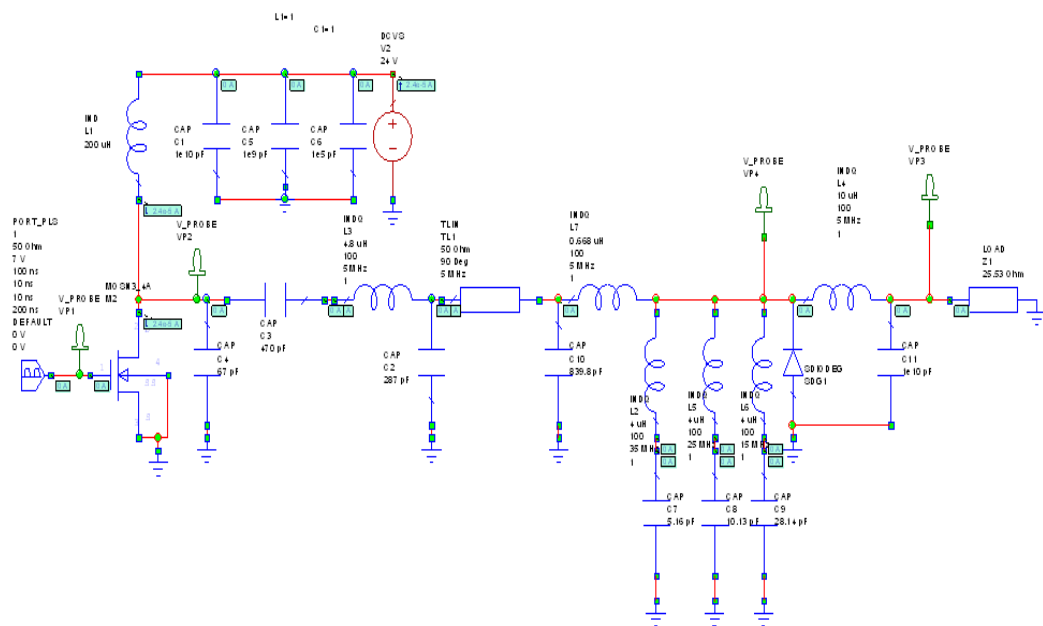


Figura 6.2.1f: Sistema completo.

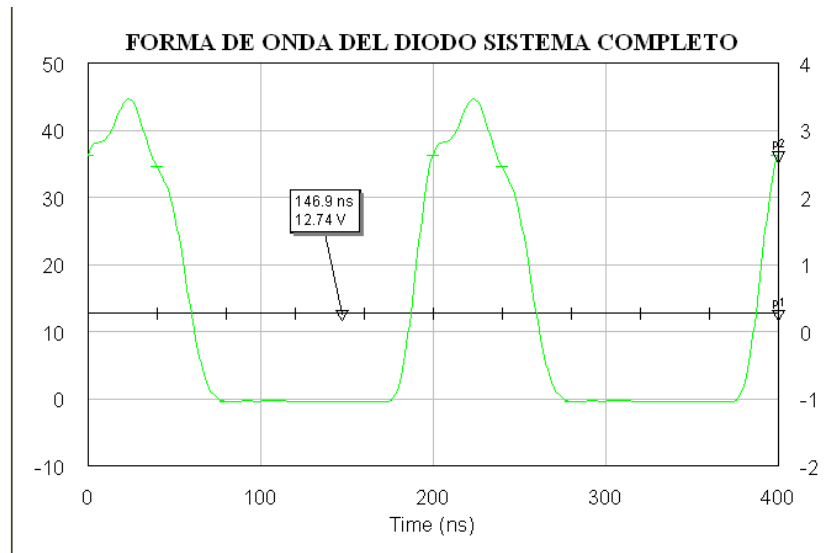


Figura 6.2.1g: Voltajes del diodo (verde) y en la carga (negro) en el sistema completo.

6.2.2 Diseño del rectificador con amplificador realimentado

Para diseñar el rectificador propuesto en la sección 5.2.2 y encontrar los componentes adecuados se hace un **load pull** de entrada y salida del rectificador a f_0 y a los dos primeros armónicos para encontrar las terminaciones que teóricamente proporciona una tensión continua en el puerto de salida mayor con un rendimiento alto, además de esto se ajusta el desfase y acoplamiento con que la señal de entrada es realimentada a la puerta del mosfet.

A su vez, realizamos la simulación en el 2º y 3º armónico, para los cuales el resultado es prácticamente un cortocircuito como muestran las figuras 6.2.2c y 6.2.2d. Podemos simular dos trampas sintonizadas a 10 y 15 MHz junto con la red de adaptación a 5MHz a fin de conseguir cortocircuitos a estas frecuencias. Es importante destacar que una vez construidas y colocadas las dos trampas habrá que rehacer el load pull a 5MHz dado que estas trampas modificarán algo la impedancia de salida a f_0 . La nueva Z óptima mostrada en la figura 6.2.2b variará con respecto a la calculada en ausencia de las trampas armónicas.

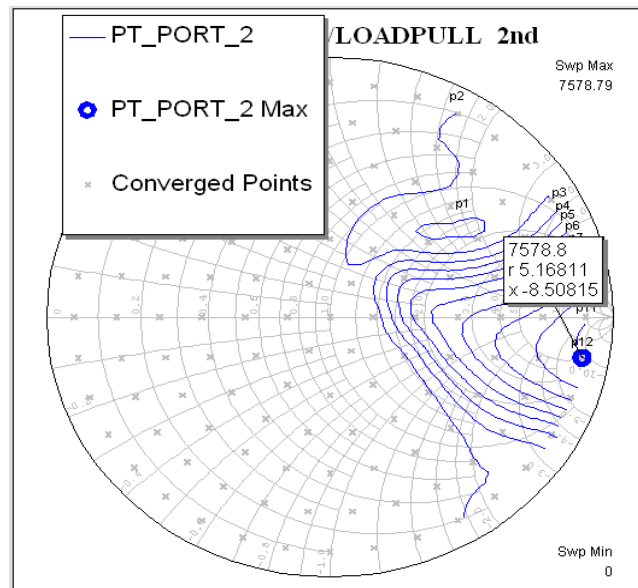


Figura 6.2.2c: Load pull para $2f_0$ (10MHz).

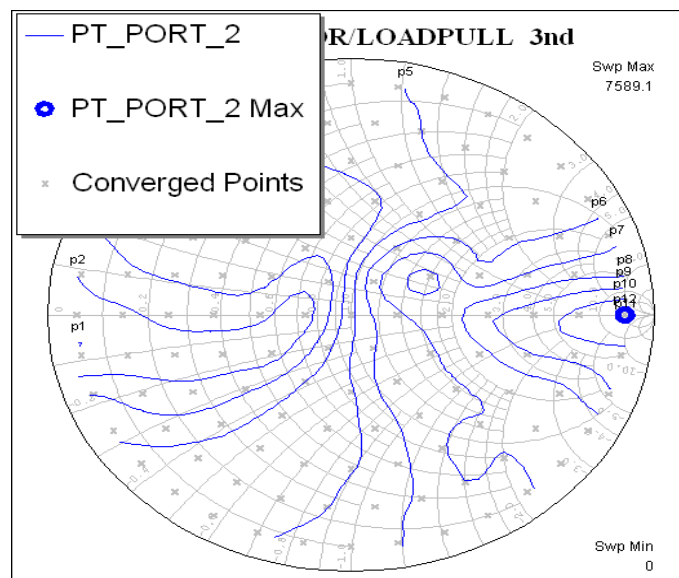


Figura 6.2.2d: Load pull para $3f_0$ (15MHz).

Tras colocar las trampas armónicas figura 6.2.2g, obtenemos finalmente haciendo un nuevo load pull, las impedancias que nos proporcionan mayor potencia de continua que se corresponde con un coeficiente de reflexión de magnitud 0.2866 y ángulo 93.21° para la salida y 0.5329, 141.7° en la entrada del mosfet figura 6.2.2e y 6.2.2f respectivamente.

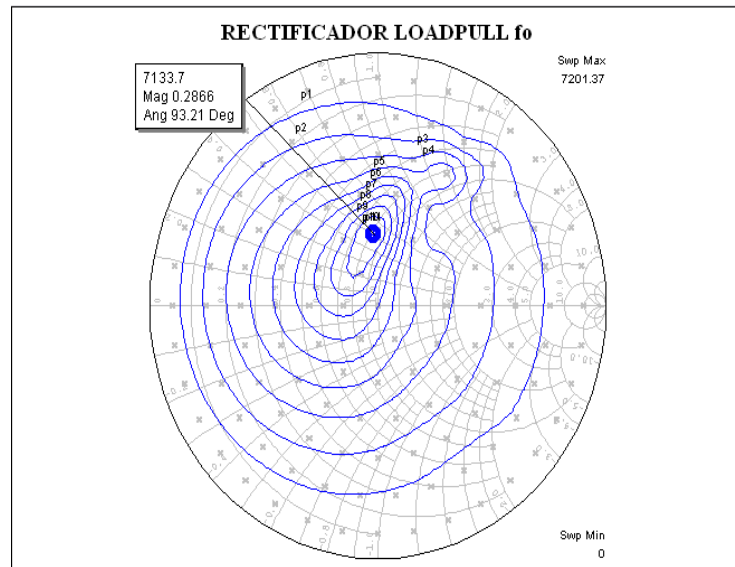


Figura 6.2.2e: Z óptima salida a f_0 (5MHz).

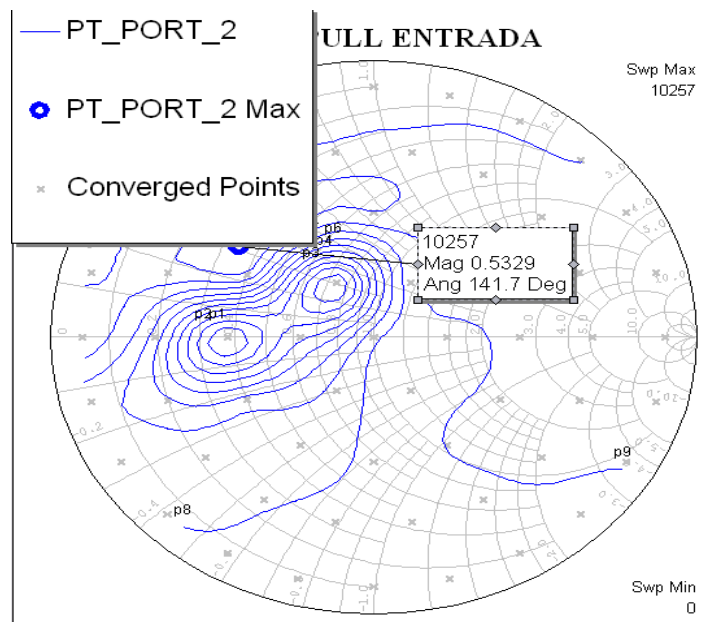


Figura 6.2.2f: Z óptima entrada a f_0 (5MHz).

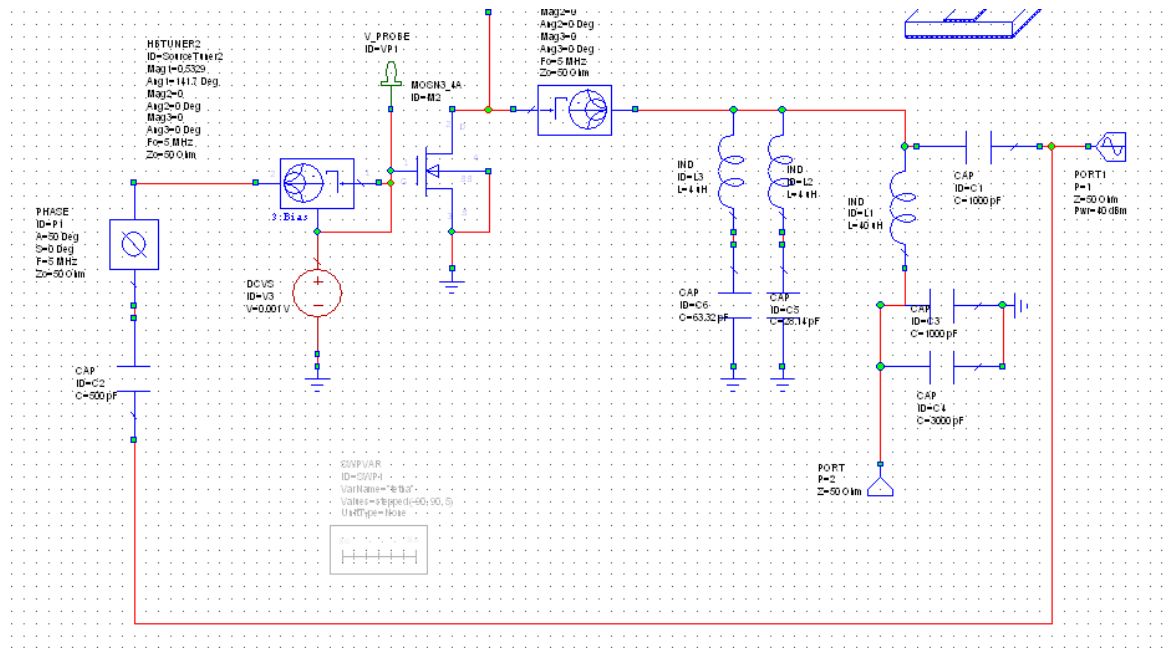


Figura 6.2.2g: Rectificador con las trampas armónicas.

Una vez ajustado tanto el desfase como el acoplamiento además de las impedancias óptimas de entrada y salida obtenemos una potencia en continua de aproximadamente 9w.

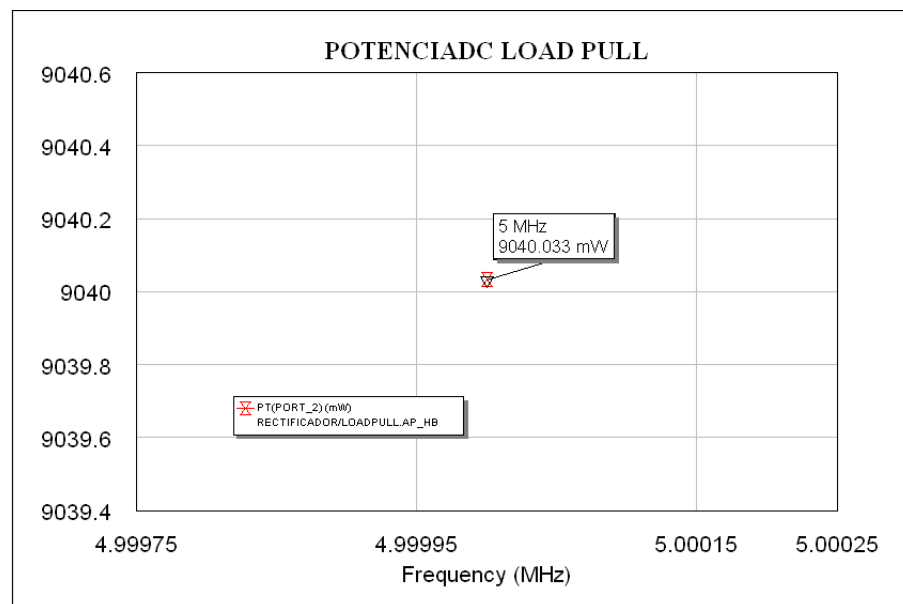


Figura 6.2.2h: Potencia en el puerto de continua.

Una vez obtenidas las impedancias óptimas, diseñamos la red de adaptación y de desfase reales con elementos concentrados.

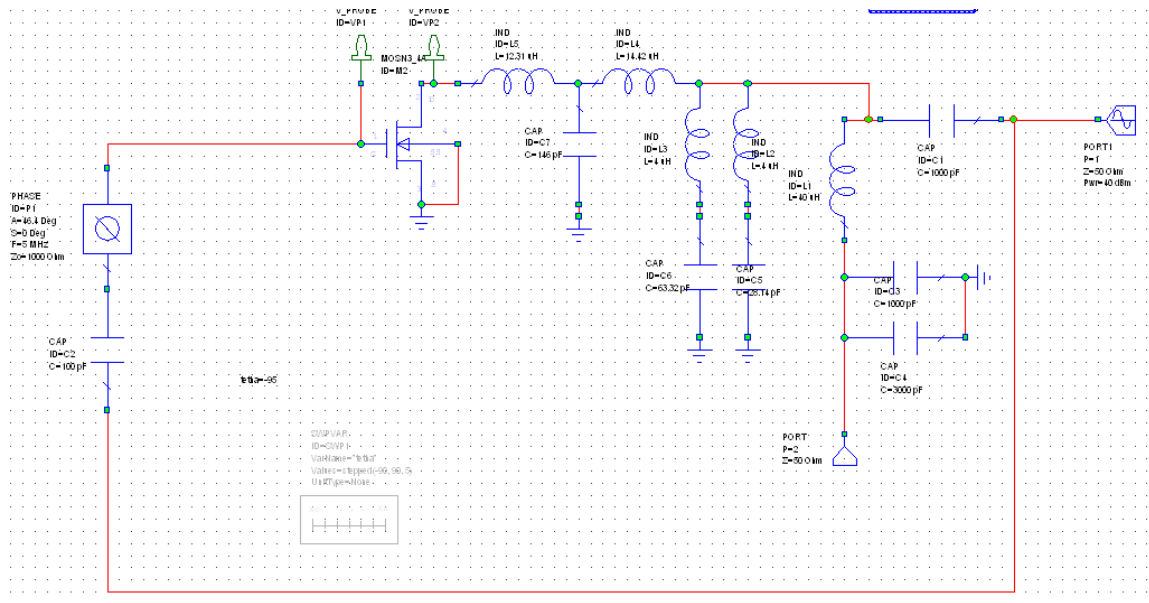


Figura 6.2.2i: Rectificador real.

Se elige una red en T paso bajo para realizar la adaptación de impedancias y conseguir el coeficiente de reflexión mostrado.

Por motivos prácticos la red de entrada es eliminada ya que sin ella en el diseño real y con pocos ajustes sobre la adaptación de salida se obtiene ya una potencia de salida de 9w.

Por motivos de convergencia en la simulación, la red desfaseadora real no ha sido incluida en el circuito y se ha diseñado a parte para presentar un desfase de aproximadamente 40° a 5Mhz.

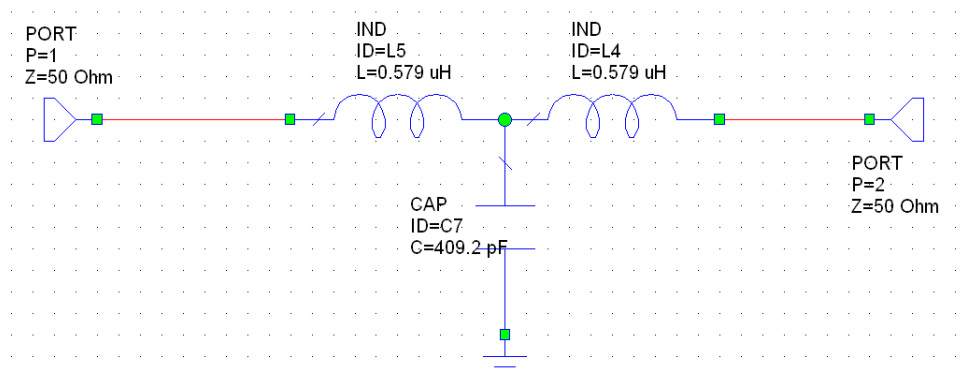


Figura 6.2.2j: Red desfaseadora en T.

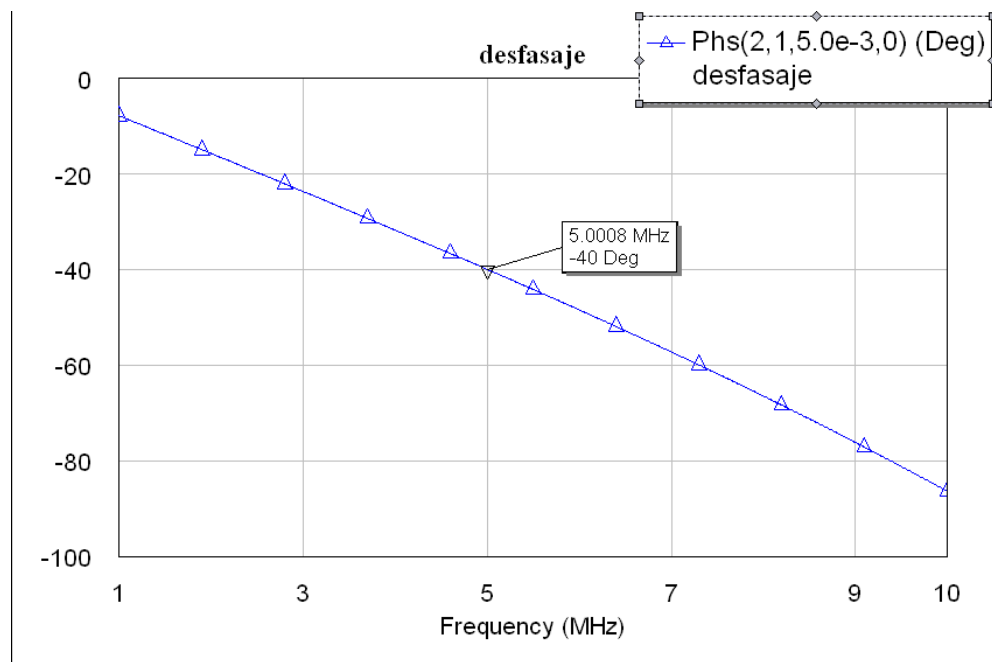


Figura 6.2.2k: Simulación de la red desfasadora.

En las siguientes imágenes vemos una comparativa de las tensiones del primer modelo con los “tuners” y el real, usando elementos concentrados, podemos ver que el máximo de tensión en el drenador (traza marrón) en el segundo modelo es comparativamente mucho mayor que el primero (traza verde).

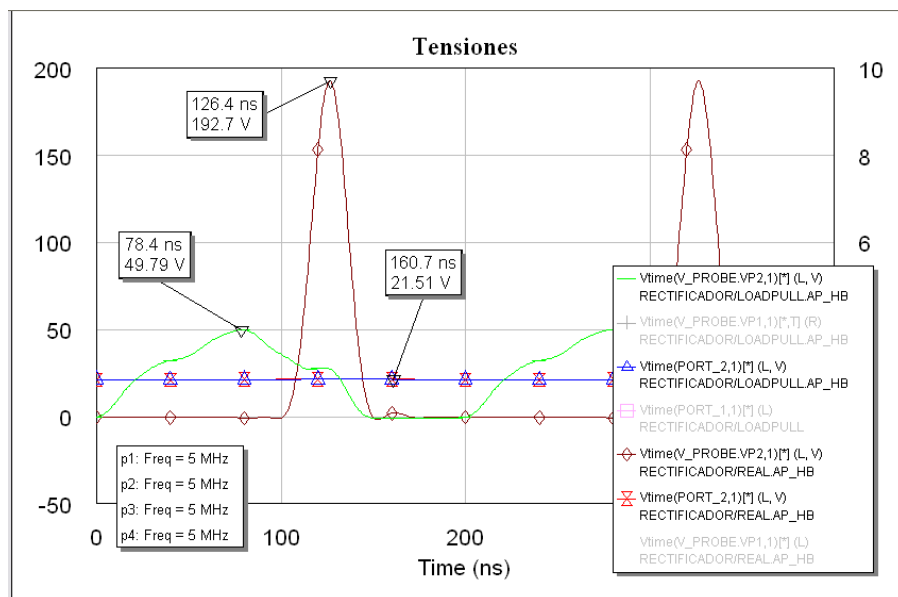


Figura 6.2.2l: Tensiones de salida DC (azul y rojo) y de drenador (verde y marrón).

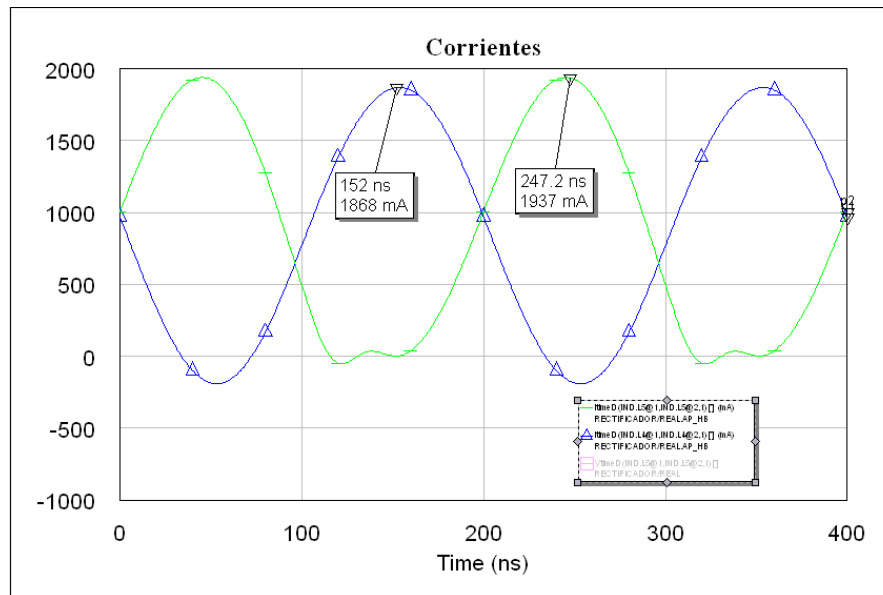


Figura 6.2.2m: Corrientes instantáneas en bornas de las bobinas de la red de adaptación.

La figura 6.2.2m muestra el valor de la corriente instantánea que han de soportar los inductores

A efectos prácticos las bobinas deben de estar preparadas para soportar estas corrientes, tanto en lo que respecta a la sección del hilo de cobre como al material y sección del núcleo y campo máximo de este para disminuir en la medida que sea posible las pérdidas.

6.3 Construcción de las placas

Finalmente se ha implementado el sistema convertidor DC/DC con el diseño del rectificador a diodo comentado en la sección 5.2.1. Por falta inductores adecuados para realizar la red de adaptación sin sufrir unas pérdidas considerables y tiempo para su diseño práctico no se realizó el segundo diseño con amplificador realimentado de la sección 5.5.2.

El montaje escogido es smd usando doble cara y taladros que aseguren una buena conexión entre el plano de masa o cara posterior, en la siguiente figura podemos ver cómo queda la placa del inversor. Este tipo de layout[B] con isletas se usa extensivamente en amplificadores de potencia ya que las isletas permiten la circulación de corrientes mayores, en este caso sobretodo en el pad de salida y el drenador.

Los inductores serán bobinados sobre un carrete disponible de plástico de 6mm en el que se insertará un núcleo de magnesio zinc roscable a fin de poder ajustar el valor de las inductancias.

Para la realización del layout de las placas se hizo uso de la herramienta Eagle.

6.3.1 Placa del inversor

En la siguiente imagen podemos ver la imagen de la pcb[C] del inversor con la huella de los componentes, la bobina principal no aparece dado que se trata de un diseño improvisado sobre un carrete que no corresponde a ningún elemento incluido en las librerías del software Eagle layout, además se dejó el condensador serie de la red de salida sin una huella específica dado no fue posible conseguir el condensador concreto de la casa Murata.

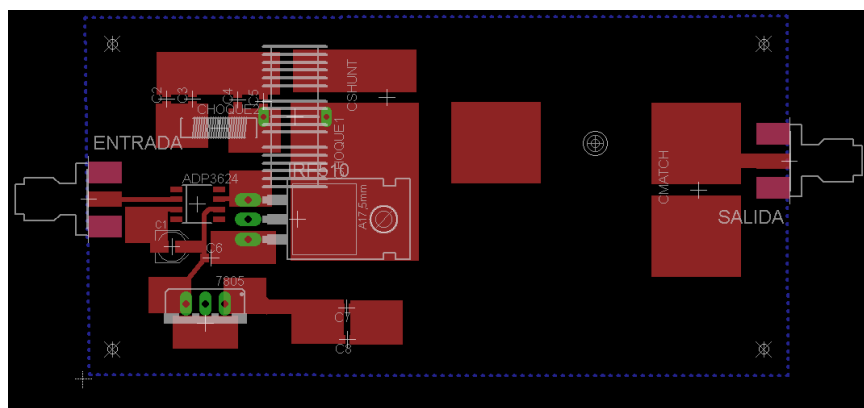


Figura 6.3.1a: Layout del inversor.

En la siguiente imagen podemos ver la placa terminada con los componentes instalados, el mosfet ha sido soldado a la isleta inferior, lo cual le confiere mejor disipación y menor efecto capacitivo que el empleo de un tornillo de fijación.

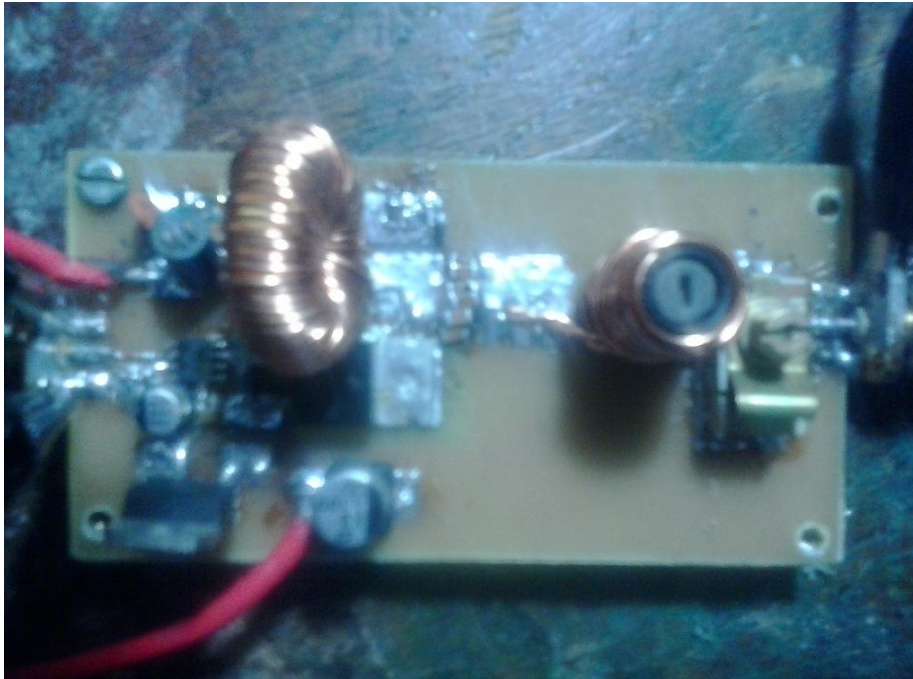


Figura 6.3.1b: Placa del inversor.

Al no disponer del condensador serie específico como ya se ha dicho, se usaron en su lugar varios condensadores ATC que en paralelo proporcionan el valor de este. En la imagen podemos apreciar dichos condensadores junto a la bobina.

Los condensadores de filtro electrolíticos escogidos son smd de aluminio de baja resistencia equivalente en serie (ESR).

6.3.2 Placa del rectificador

En la imagen 6.3.2a podemos ver el layout del rectificador, al igual que ocurría en el layout del inversor las bobinas son hechas con unos carretes improvisados de los que no se encontró una librería existente, se optó por colocar unos agujeros donde irán ensambladas las bases de los carretes para fijar mejor la bobina y evitar deformaciones por golpes o manipulación.

La resistencia de $25,5\Omega$ fue sustituida por 8 resistencias de 200Ω en paralelo de $1/4W$.

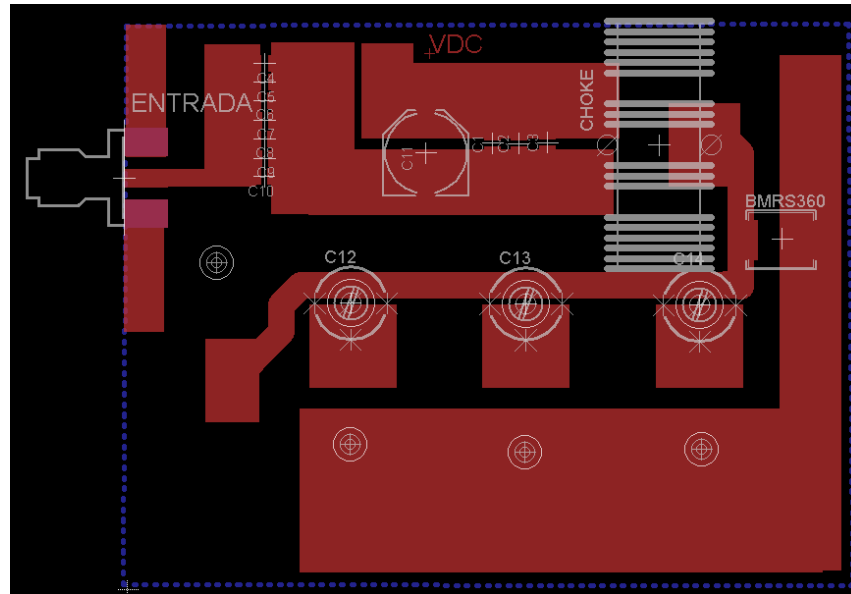


Figura 6.3.2a: Layout del rectificador.

El ensamblaje de los componentes en la placa una vez construida fue hecho en dos partes en una de las cuales se efectuó una copia de la parte de la adaptación armónica de la placa que constituye únicamente c12, c13 y c14 junto a las bobinas en serie asociadas a cada condensador. Se construyó una placa de prueba cuyo fin será explicado en la sección 6.4.2 con detalle.



Figura 6.3.2b: Placa del rectificador.

6.4 Medida de las placas

6.4.1 Medida del inversor

Se usó una resistencia de potencia tipo “chip” Figura 6.4.1b no inductiva de 50Ω como carga para el inversor, y un medidor de potencia y ROE conectado entre el inversor y la carga como se aprecia en la siguiente imagen.

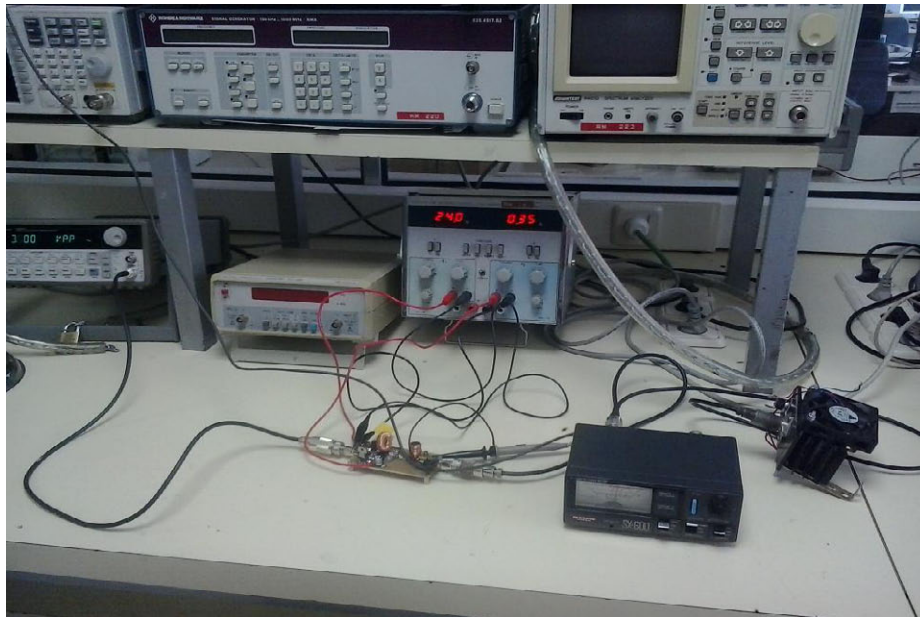


Figura 6.4.1a: Banco para medida del inversor.

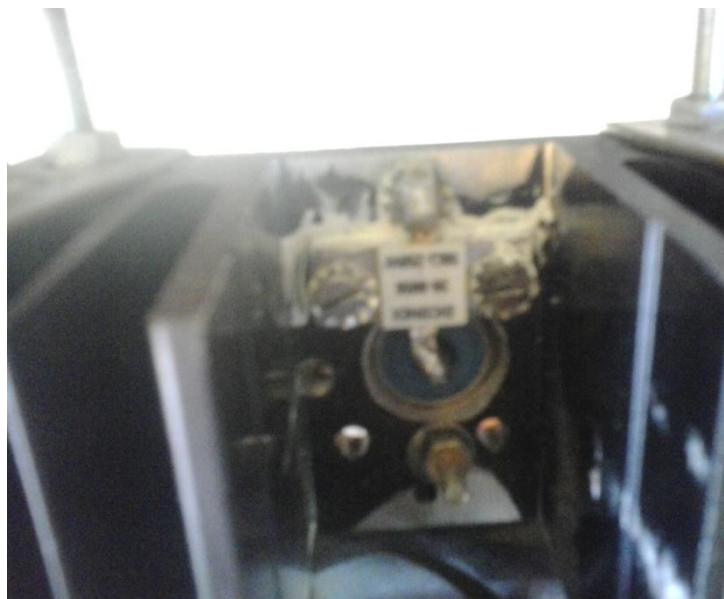


Figura 6.4.1b: Carga de 50 ohmios sobre disipador.

Se ajustó la potencia por medio del núcleo de ferrita de la bobina y el condensador de salida del inversor.

Es importante destacar el hecho de que fue necesaria la eliminación de la capacidad Cshunt en la placa para conseguir el adecuado funcionamiento en clase E del amplificador dado que la isleta de salida y la propia capacidad intrínseca Cds del mosfet eran más que suficientes para completar la requerida en la simulación. Hay que tener muy en cuenta la variación de la capacidad según el fabricante del que se adquiriera el transistor. Puesto que en la simulación se usó como se dijo el modelo de International rectifier y el distribuidor proporcionó Fairchild dado que la variación de Cds entre los fabricantes es muy pequeña según el catálogo, entonces se puede atribuir el aumento de capacidad a la isleta de salida.

En la figura 6.4.1c podemos observar la forma de onda una vez ajustada la potencia en el circuito, observamos que se corresponde con la forma convencional del clase E. La figura 6.4.1d es la forma de onda con cierto contenido armónico medida sobre la carga de 50Ω

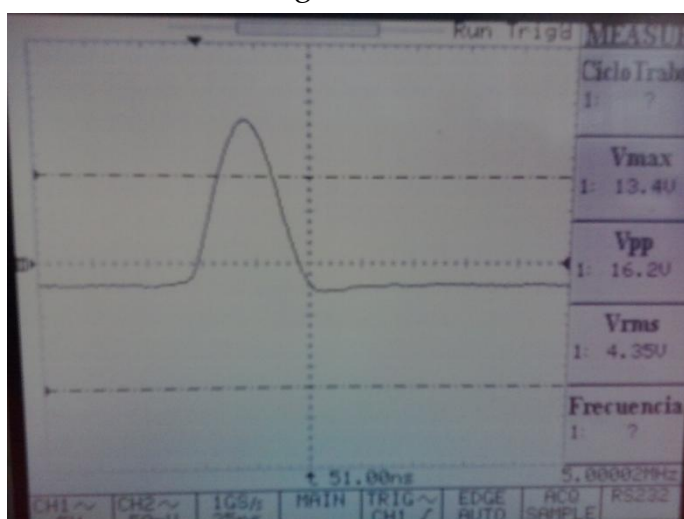


Figura 6.4.1c: Forma de onda en drenador.

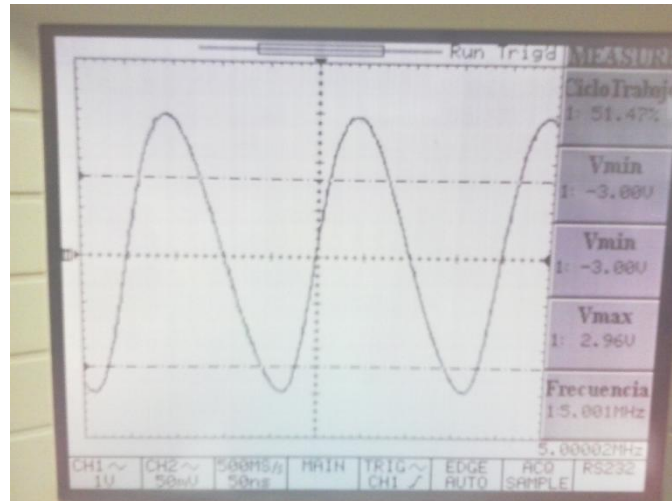


Figura 6.4.1d: Forma de onda en la carga.

La imagen siguiente muestra la potencia total de salida ajustada a 8W (39dBm) con una alimentación de 24V y una corriente de 360mA (figuras 6.4.1e y f respectivamente) lo que se traduce en un rendimiento total de aproximadamente 92%. Como la forma de onda es puramente clase E, la mayor parte de las pérdidas son debidas tanto a las perdidas en núcleo e hilo de la inductancia serie del amplificador como en el choque.

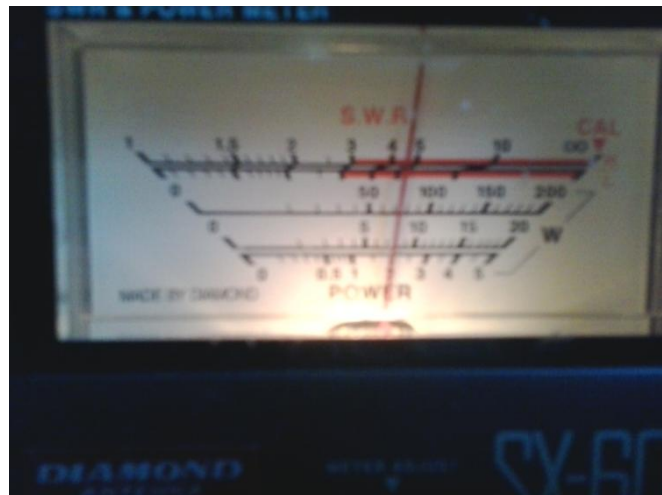


Figura 6.4.1e: Potencia total sobre la carga, medidor en escala 20W.



Figura 6.4.1f: Corriente y voltaje de alimentación.

El filtrado de la señal de salida del amplificador se debe en gran parte a la red de adaptación y al tanque resonante formado por la bobina y el condensador serie, en la figura 6.4.1g podemos ver en la pantalla del analizador de espectro la relación entre la componente fundamental a 5MHz y el primer armónico, aproximadamente 12dB.

La amplitud de los armónicos depende sobretodo del factor de calidad escogido, esto se traduce en el rechazo de bobina y condensador serie del inversor a los armónicos. A su vez el factor de calidad de nuestra red de adaptación mejora el filtrado de estos.

La frecuencia de resonancia en clase E del circuito L-C siempre es ligeramente superior a la fundamental.

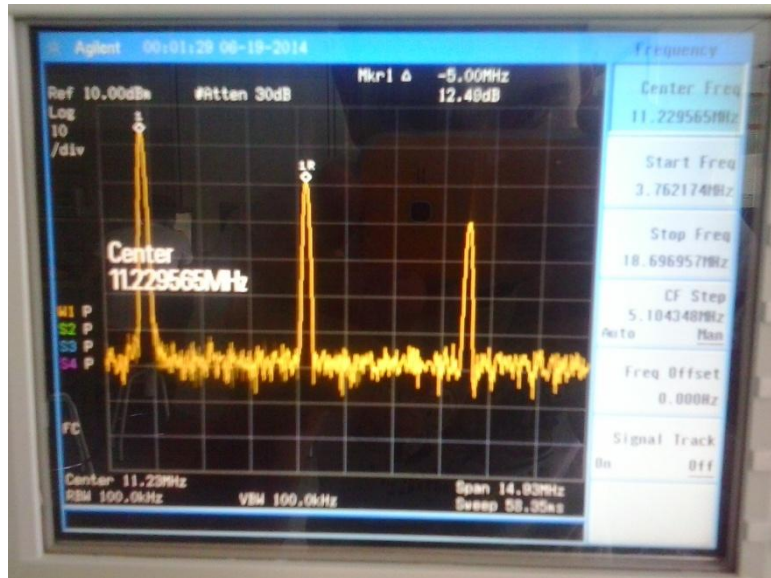


Figura 6.4.1g: Distorsión.

6.4.2 Medida del rectificador

Como se introdujo en la sección 6.3.2, el rectificador se completó en dos partes. La sección con las tres trampas armónicas fue copiada y montada a parte antes de ser ensamblados y soldados sus componentes en el rectificador completo, a fin de poder tener una idea de cómo de efectivos podíamos hacer los cortocircuitos en los armónicos impares, es decir, a 15, 25 y 35MHz.

Se utilizaron conectores sma para poder ser medida en el analizador de redes, la figura 6.4.2a muestra la placa de prueba comentada y el rectificador aun sin la red de terminación armónica.

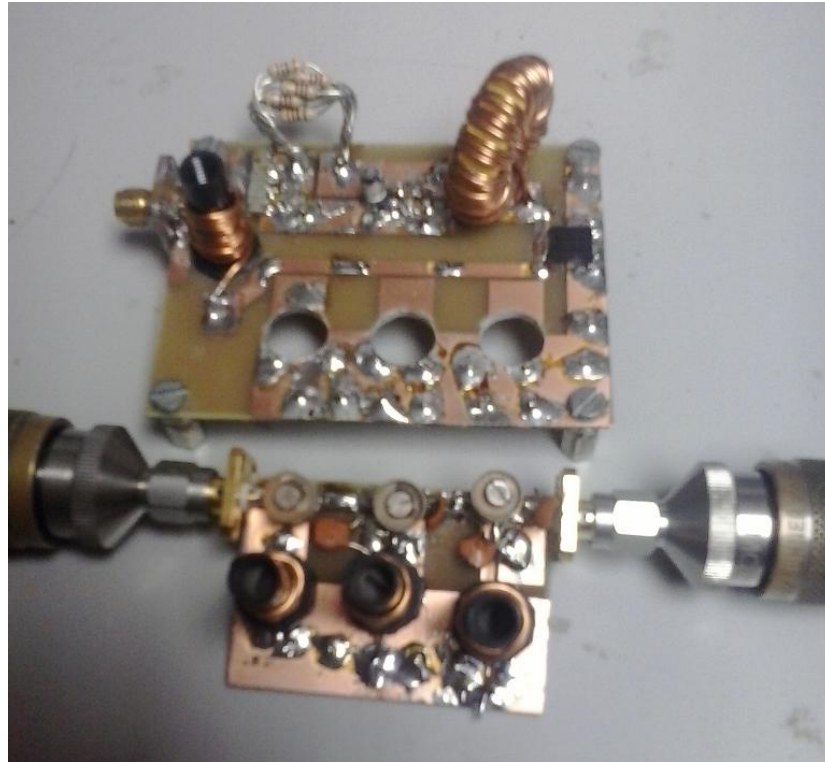


Figura 6.4.2a: Placa (copia) de la sección de terminaciones armónicas para prueba.

Los resultados obtenidos se muestran en la figura 6.4.2b, ajustando la relación entre bobina y condensador nos aseguramos de que podemos llegar a obtener para cada componente armónica un rechazo no menor de 23dB. Lógicamente al ser soldados en el rectificador todos los componentes una vez hecho este “preset” la impedancia que verá la red cambiará y habrá que reajustar bobinas y o condensadores de cada trampa para obtener la forma de onda buscada o más parecida a la obtenida en la figura 6.2.1e. De igual manera habrá que ajustar la bobina que compone la red en L que adapta la impedancia óptima del rectificador al amplificador.

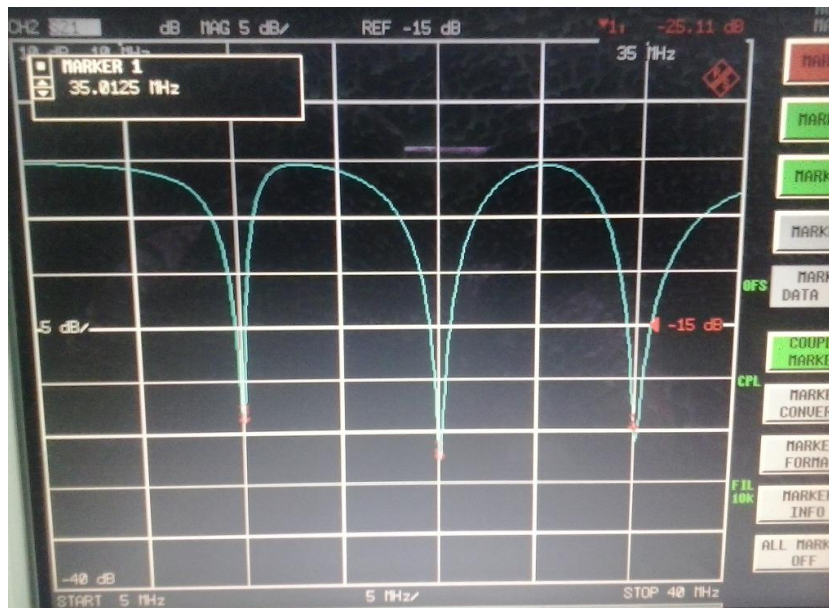


Figura 6.4.2b: Perdidas de inserción $20\log |S_{21}|$ para los armónicos impares.

6.4.3 Medida del Convertidor

En la figura 6.4.3a podemos observar el sistema DC/DC completo, rectificador e inversor acoplados con un adaptador sma hembra-hembra.

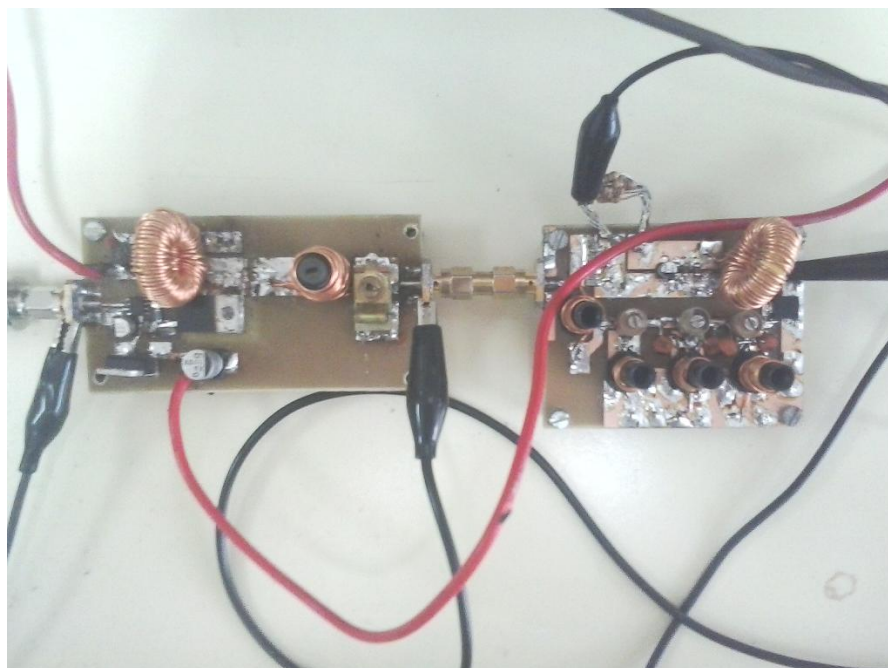


Figura 6.4.3a: Sistema DC/DC completo.

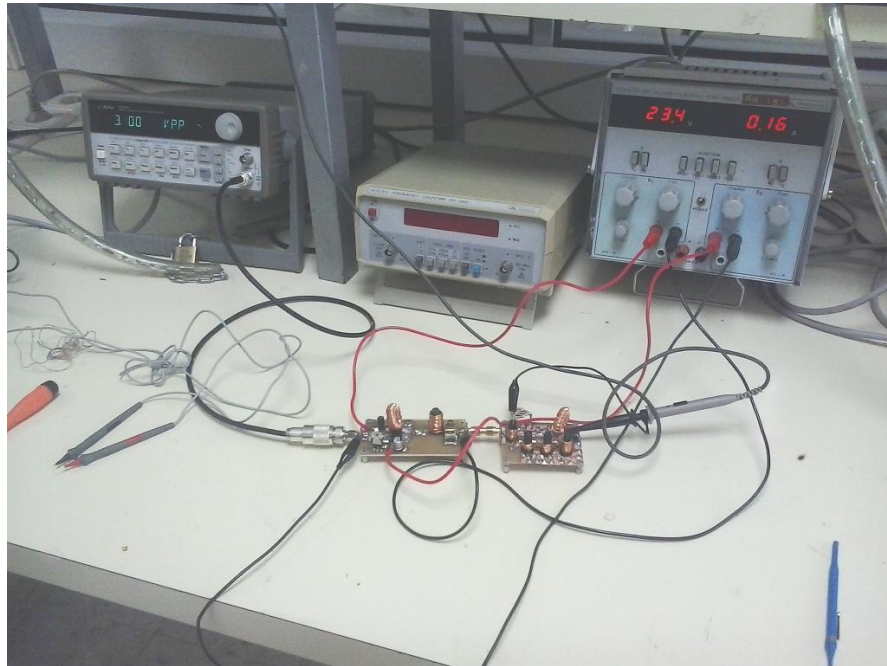
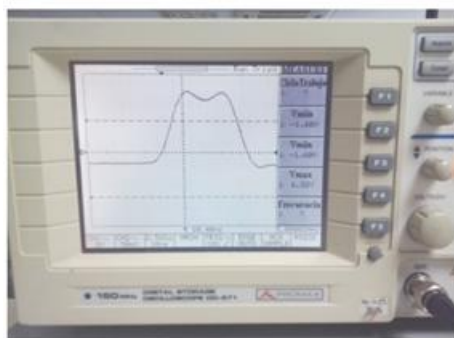


Figura 6.4.3b: Puesto de medida con sistema convertidor funcionando.

En las siguientes imágenes podemos observar la forma de onda en el cátodo del diodo MBRS360T3G, la primera imagen para dos armónicos terminados y la segunda para tres armónicos muy similar a la obtenida mediante simulación en la figura 6.2.1e.



(c)



(d)

Figuras 6.4.3c,d: Forma de onda del diodo con dos (c) y tres (d) armónicos terminados.

Vemos en la figura 6.4.3e que la tensión es de 12.5V, lo que sobre 25Ω se traduce en una potencia DC de 6.25W. Esta subida en la potencia obtenida se debe en gran parte a que las terminaciones armónicas han podido ser mejor ajustadas con ayuda del analizador de redes y la placa provisional comentada en 6.4.2, y a la posible desadaptación existente entre inversor y rectificador. Es posible controlar la potencia de salida del inversor mediante el ajuste de la bobina del este, de forma que la onda en el diodo del rectificador crece sin variar prácticamente de forma, o al menos pudiéndose reajustar mediante la red de adaptación de entrada y retocando las terminaciones armónicas, de esta forma el máximo de tensión más elevado, no obstante el rendimiento del inversor se ve deteriorado al aumentar la corriente de alimentación 360mA a más de 400mA además de degenerarse la onda puramente clase E,(sección 6.4.1).



Figura 6.4.3e: Tensión de salida obtenida.

Con una potencia de RF de 8W y 6,25W de DC, podemos obtener un rendimiento aproximadamente del 78% y un rendimiento total de:

$$\eta_{\text{Convertidor}} = \eta_{\text{inversor}} \cdot \eta_{\text{rectificador}} = 100 \cdot [0.92 \cdot 0.78] \sim 0.72\%$$

6.5 Oscilador/generador de señal de entrada

Para terminar el sistema completo y prescindir del uso del generador de señal de laboratorio, se construyó como ejemplo para atacar al driver del amplificador un oscilador de pequeño tamaño. Este oscilador está basado en una realimentación mediante puertas lógicas y un cristal y corresponde con el esquema mostrado en la figura inferior. La señal de salida indicada en la figura es desacoplada en continua con un pequeño condensador y aplicada al driver del amplificador.

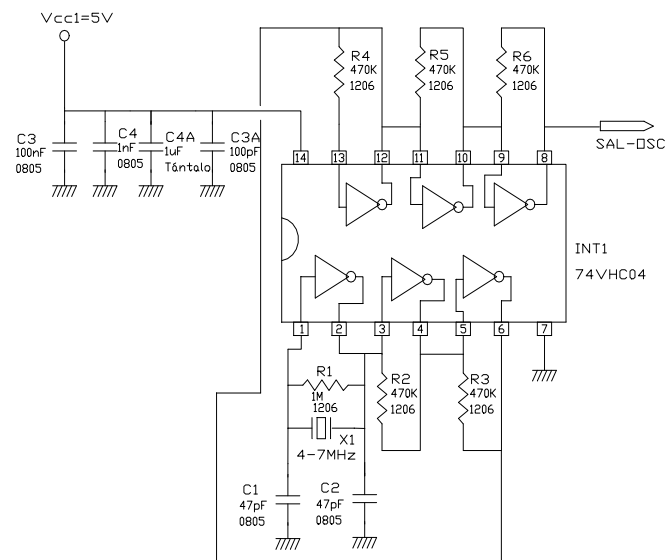


Figura 6.5a: Oscilador para el convertidor.

La frecuencia de nuestro generador es modificada simplemente por la sustitución del cristal de cuarzo. La señal de salida corresponde con una señal cuadrada de ciclo de trabajo 50%, cuyos nivel de tensión de salida puede ser ajustado, con una tensión de 10V de alimentación podemos obtener hasta 9V de pico según del datasheet de la pastilla, de esta manera podemos obtener el valor más adecuado para atacar al driver.

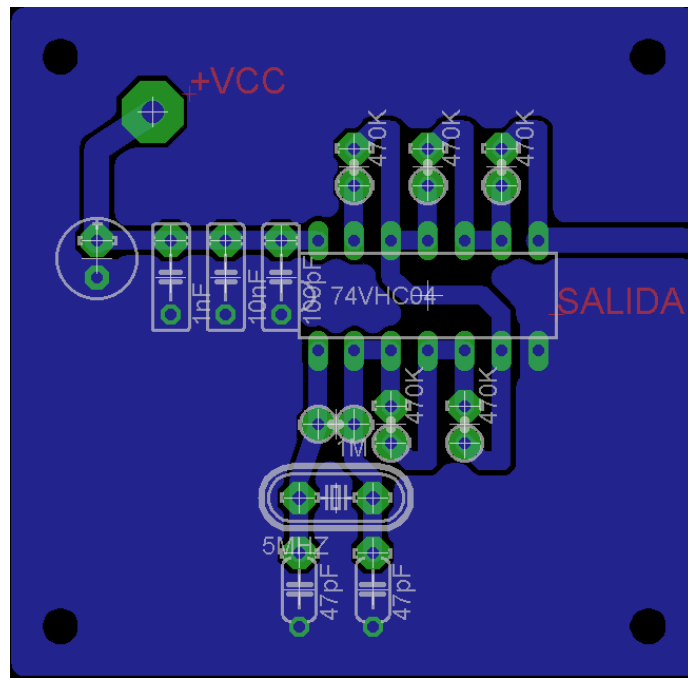


Figura 6.5b: Layout del oscilador.

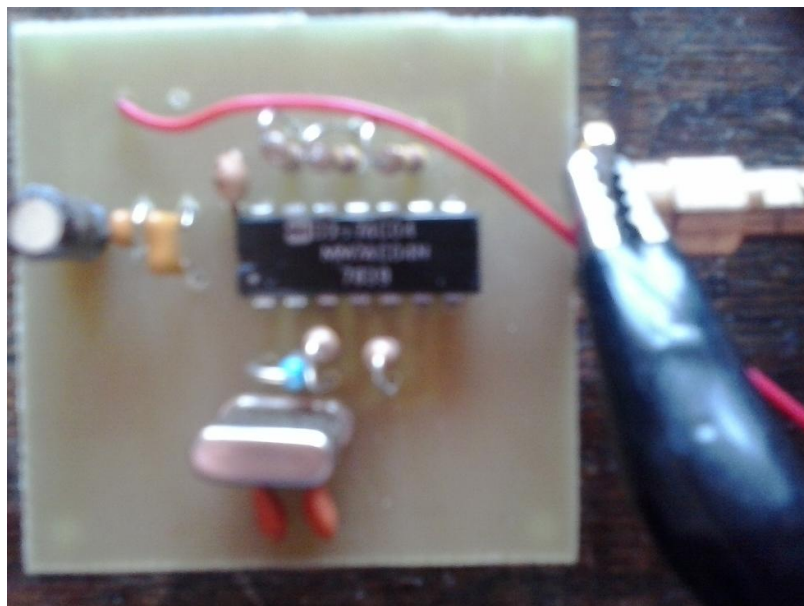


Figura 6.5c: PCB del oscilador.

En la siguiente imagen podemos observar la forma de onda que entrega el oscilador al driver, leída en el puerto de entrada de este último.

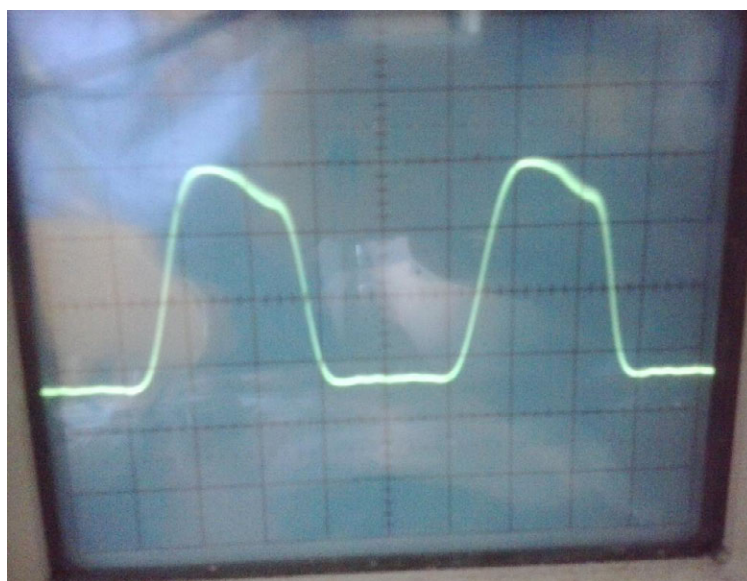


Figura 6.5d: Señal procedente del oscilador.

El demostrador del sistema de telealimentación completo incluye, adaptadores SMA hembra-hembra para la interconexión de los sistemas oscilador, inversor y rectificador y los cables de alimentación correspondientes, la figura 6.5e nos muestra el sistema completo con los adaptadores para la interconexión de los sistemas.

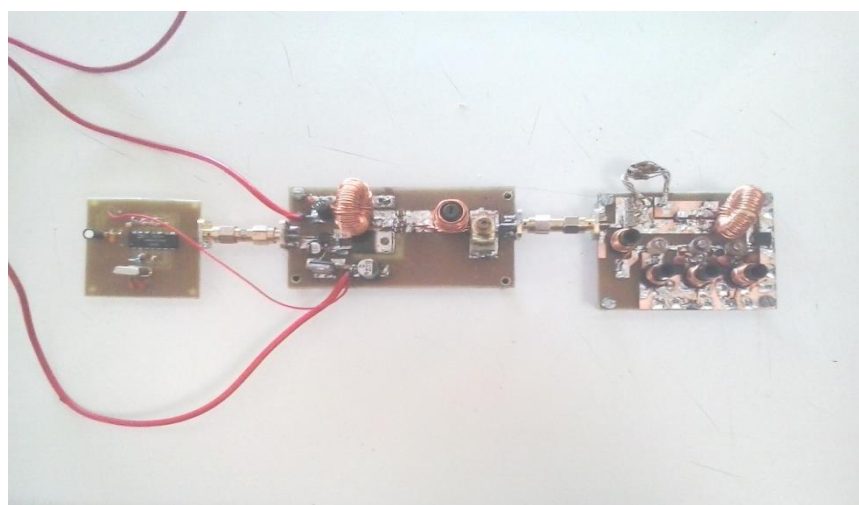


Figura 6.5e: Sistema completo con oscilador.

Se obtiene un cristal de 4.95 MHz y se reajusta levemente la red del rectificador para obtener los resultados obtenidos en 6.4.3 donde se usó un generador de señal del laboratorio.

En las siguientes imágenes podemos observar tanto la forma de onda en el diodo como el voltaje DC obtenido en la salida. Se prestó atención a la potencia de DC de alimentación requerida por el amplificador/inversor y la forma de onda del diodo en 6.4.3 para conseguir los mismos resultados.



Figura 6.5f: Tensión del diodo, sistema completo.



Figura 6.5g: Tensión continua en la carga, sistema completo.

Vemos que al ser las formas de onda obtenidas, valores de corrientes y tensiones muy similares, el rendimiento total es el mismo, con la salvedad de que tenemos un oscilador integrado dentro del sistema amplificador/inversor en vez de un generador de señal de laboratorio.

7 Conclusión

7.1 Objetivos y resultados

Se ha podido realizar un pequeño demostrador de sistema de telealimentación con el objeto de ilustrar de forma práctica como recuperar energía de RF en forma de tensión continua sobre una carga, con un rendimiento aceptable.

No hubo tiempo para realizar el rectificador síncrono (sección 6.2.2) de forma práctica, no obstante se construyó con buen resultado el mostrado en 6.2.1.

Durante el proyecto los mayores contratiempos experimentados y que han impedido la realización más óptima de algunas partes de los circuitos, especialmente las redes de adaptación han sido principalmente:

- Problemas de convergencia de la herramienta de Balance Armónico en las simulaciones dado que tanto el inversor como el rectificador tienen comportamientos muy alineales. Estos problemas nos han impedido muchas veces simular como hemos visto un sistema en su totalidad como podía ser el primer convertidor no realizado con rectificador síncrono.
- Dada la baja frecuencia de la señal (5MHz) los armónicos se encuentran muy cercanos, por ello, las trampas armónicas presentan mucha dependencia unas con otras y es un problema a la hora de sintonizarlas correctamente sobre el circuito.
- La no disposición del transistor sobre el cual se ha hecho la simulación mediante el modelo spice del fabricante. Esto siempre genera una diferencia de lo simulado a lo medido que según el caso puede ser grande.

7.2 Posibles mejoras

Realización del rectificador con dos elementos que actúen como interruptores ya sean diodos o transistores mosfet de forma que se pueda rectificar completamente la onda en la salida. Hay que destacar que para que esto sea posible con un esquema como el presentado en 6.2.3 es necesario, en primer lugar un desfase de 180° entre la señal del primer diodo y el segundo a fin de que

se rectifique el segundo semiciclo positivo por parte de un diodo mientras el otro está en corte. El desfasaje será más o menos efectivo dependiendo de la frecuencia y de los medios para realizar la red desfasadora. En segundo lugar será necesario encontrar una impedancia óptima vista por los dos diodos y convertirla en los 50Ω de entrada al igual que se hizo con un único diodo.

Mejor filtrado de armónicos en el inversor usando un filtro paso en la salida con frecuencia de corte ligeramente superior a 5MHz.

Disminución de la inductancia de las bobinas en la medida que sea posible para bajas frecuencias y/o utilización de núcleos ajustables de mayor sección que reduzcan las pérdidas por saturación cuando las corrientes de pico en los devanados son elevadas.

8 Presupuesto

La siguiente estimación de los costes no incluye las horas reales de desarrollo de este proyecto, de ser así, la cantidad de horas empleadas en resolución de problemas o investigación no sería coherente con el coste real de la realización de este proyecto.

En las siguientes tablas se hace un desglose tanto de material como de horas empleadas en cada fase de realización. Con ellas se pretende dar una idea del coste de fabricación de un sistema como el presentado en este proyecto.

		TABLA DE COSTES POR COMPONENTES				
		Descripción		Unidades	Coste unitario	Total
Inversor	Condensadores	SMD ATC MURATA	100pF	Cinta de 100	0,397€	39,7€
			1nF	Cinta de 10	0,032€	0,32€
			10nF	Cinta de 10	0,14€	1,4€
		SMD Aluminio Panasonic	4,7uF/50V	3	0,365€	1,095€
			10uF/100V	1	0.468€	0.468€
		Variables	7-60pF Mica Compresión	1	2€	2€
	Bobinas	Choque 40uH		1	1€	1€
		Bobina ajustable 4,9uH		1	2€	1€
	Semiconductores	IRF510		1	0,80€	1€
		ADP243624		1	2,71€	1€
	Conectores	SMA hembra		2	8,11€	16,22€
Rectificador	Condensadores	SMD ATC MURATA		Ver NOTA	Ver NOTA	
		Cerámicos	22pF	4	0,55	2,2€
		Variables	7-35pF	5	2,4€	12€
	Bobinas	Bobina ajustable 1uH		4	1€	4€
		Choque 40uH		1	1€	1€
	Semiconductores	Diodo MBRS360T3G		1	0,31€	0,31€
	Conectores	SMA hembra		1	8,11€	8,11€
Oscilador	Resistencias	470kΩ		5	0.08€	0,4€
		1MΩ		1	0.08€	0,08€
	Condensadores	Cerámicos	47pF	2	0,55€	1,1€
			100pF	1	0,55€	0,55€
			1nF	1	0,18€	0,18€
			10nF	1	0,35€	0,35€
		Electrolíticos	1uF 50V	1	0,53€	€0,53€
	Semiconductores	Circuito integrado 74HVC04		1	1€	1€
	Resonadores	Cristal de cuarzo 5Mhz		1	2,93€	2,93€
	Conectores	SMA hembra		1	8,11€	8,11€
	Común a todos los circuitos	Placa doble cara positiva FR4		1	14€	14€
		Adaptador SMA hembra-hembra		2	4€	8€
	Coste total de los componentes					130,05€

NOTA: Remanente de todos los condensadores utilizados para el inversor, incluidos en el primer pedido.

TABLA DE COSTES POR MANO DE OBRA					
	Horas de cálculos y simulación	Horas de realización de layout y PCB	Horas de ajuste y optimización	Precio/hora	Coste en horas
Inversor	48	20	48	100€	11600€
Rectificador	72	20	72	100€	16400€
Oscilador	2	2	1	100€	500€
Coste total por horas de trabajo					28500€

COSTE TOTAL	130,05€ + 13580€	28630.05€
-------------	------------------	-----------

A Glosario de términos

A Tuner: Sintonizador

B Layout: Máscara con el trazado de las pistas, planos de tierra, pads, huellas de los componentes, taladros etc...

C PCB: Del inglés (printed circuit board), placa de circuito impreso.

B Bibliografía

[1] <http://www.ti.com/lit/ml/slup124/slup124.pdf>

[2] N. A. Sokal, A. D. Sokal, "Class-E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, No 3, Junio 1975

[3] Roberto Peña Catalina, "Diseño De Un Amplificador Conmutado Clase-E A la Frecuencia De 2 GHz", Proyecto fin de Carrera, Universidad de Cantabria, Julio 2003

[4] T. B. Mader, Z. B. Popović, "The Transmisión-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, No 9, Septiembre 1995

[5] Cripps, S. C., Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design, Norwood,MA: Artech House, 2002.

[6] M. Niknejad. "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Powers Amplifiers"

[7] M. K. Kazimierczuk, J.Jozwik "Class E2 Narrow-Band Resonant DC/DC Converters", IEEE Trans. Instrum. Meas, vol.38, no 6, pp 1064-1068, Diciembre 1989.

[8] M.K. Kazimierczuk, "Synthesis ef phase-modulated resonant DC/AC inverters and DC/DC convertors", Julio 1992.

[9] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier, "IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CS-24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.

[10] <http://www.cree.com/RF/Products/025-Micron-Die/Discrete-Bare-Die/CGHV1J025D>

[11] Gonzalo Hernández Espeso, "Diseño de inversores y convertidores DC/DC en RF a GaN HEMT", Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, 2012.

- [12] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "On the class-F power amplifier design," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 9, no. 2, pp. 129–149, Feb. 1999.
- [13] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "High efficiency low-voltage power amplifier design by second-harmonic manipulation," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 10, no. 1, pp. 19–32, Jan. 2000.
- [14] M. K. Kazimierczuk and J. J. O'Zwik, "Analysis and design of class E zero-current-switching rectifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, no. 8, pp. 1000–1009, Aug. 1990.
- [15] M. K. Kazimierczuk, B. Tomescu, and A. Ivascu, "Class E resonant rectifier with a series capacitor," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 41, no. 12, pp. 885–890, Dec. 1994.
- [16] E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, and R. Giofrè, "Theoretical and experimental comparison of class F versus class F⁻¹ PAs," in *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2010, pp. 428–431.
- [17] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADP3623_3624_3625_3633_3634_3635.pdf